

VŠB - Technická univerzita Ostrava Fakulta  
elektrotechniky a informatiky  
Katedra elektroniky a telekomunikační techniky

## Magnetická anténa

Magnetic Loop Antenna

2010

Bc. Jan Lukáč

## Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne 6. 5 2010

.....  
podpis

## Poděkování

Chtěl bych velice poděkovat svému vedoucímu Ing. Marku Dvorskému, Ph.D. za poskytnutí důležitých informací ke zpracování diplomové práce. Dále děkuji celému kolektivu Katedry telekomunikační techniky Vysoké školy báňské – Technická univerzita Ostrava a radioklubu OK2KQM při VŠB, za poskytnutí prostor pro realizování a měření praktické části diplomové práce.

# Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá teoretickým popisem a především pak výpočty vedoucí k samotnému návrhu určitého druhu smyčkové antény. Jsou zde popsány způsoby, které se používají při měření anténních parametrů a jejich srovnání se simulacemi pomocí software Mathcad a MMANA. Jsou zde okomentovány vnější okolnosti, které ovlivňují měření a způsobují tak chybu měření. Samostatná kapitola pak ověřuje vztahy měřením na ukázkovém modelu antény.

## Klíčová slova

Magnetická smyčková anténa, přizpůsobení T-bočníkem, poměr stojatých vln, impedance, selektivita

# Abstract

This thesis presents the theoretical description and especially the calculations leading to the proposal itself a kind of loop antenna. There are methods that are used for measurement of antenna parameters and their comparison with simulations using the software Mathcad and MMANA. There are commented an external factors that affect the measurement and causing the measurement error. A separate section verifies the relationships by measuring a sample model of antenna.

## Keywords:

Magnetic loop antenna, GAMA adjustment, standing wave ratio, impedance, selectivity

## Seznam použitých zkratk

$\Phi$ - magnetický tok	[Wb]
$\eta$ - účinnost	[%]
a - tloušťka stěny válcového vodiče	[m]
$\mathbf{A}(\chi, r, \varphi)$ - funkce vektorového potenciálu	
$A_p$ - vektorový potenciál	
b - poloměr válcového vodiče	[m]
c - rychlost světla	[m.s <sup>-1</sup> ]
d - vzdálenost na vedení	[m]
dB - zisk antény	
dBd - zisk antény vzhledem k půlvlnnému dipólu	
dBi - zisk antény vzhledem k izotropnímu zářiči	
$d_h$ - průměr vodiče hlavní smyčky	[m]
$E(\chi, r, \varphi)$ - složka vektoru elektrické složky elektromagnetického pole	
EM – elektromagnetická	
ERP - efektivní vyzářený výkon anténou	[W]
$f_{\max}$ - maximální frekvence antény	[Hz]
$f_{\min}$ - minimální frekvence antény	[Hz]
$f_s$ - střední frekvence antény	[Hz]
GAMA - druh impedančního přizpůsobení	
$H(\chi, r, \varphi)$ - složky vektorů intenzity magnetického pole	
$H_0$ - velikost amplitudy magnetické složky elektromagnetického pole	
I - elektrický proud	[A]
$I_m$ - magnetický proud	[A]
$\mathbf{J}$ - vektor proudové hustoty	
k - činitel vlnového zkrácení	
l - délka	[m]
L - indukčnost jednozávitové cívky	[H]
$l$ - výška vysílače nad zemí	[m]
$L'$ - indukčnost vícezávitové cívky	[H]
$l_G$ - délka T-bočníku	[m]
$l_h$ - délka hlavní smyčky	[m]

MLA (magnetic loop antenna) – Magnetická smyčková anténa

NF - nízkofrekvenční

$N_n$  - napájecí energie [W]

$N_s$  - vyzářená energie [W]

P - výkon dodávaný naší anténou [W]

$P_r$  - výkon dodávaný dipólem [W]

PSV - poměr stojatých vln

Q - činitel jakosti

R - reálná (činná) složka impedance [Ω]

$r$  - redukovaná reálná složka impedance

**R** - vzdálenost mezi vysílači [m]

$R_R$  - vyzářovací odpor [Ω]

$R_z$  - ztrátový činný odpor [Ω]

S - plocha [m<sup>2</sup>]

t - čas [s]

TEM - rovinná příčně polarizovaná vlna, též transversální

$U_c$  - napětí na kondenzátoru [V]

V - funkce skalárního potenciálu

VF – vysokofrekvenční

W - průměr MLA [m]

$X_L$  - indukčnost cívky [Ω]

Z - impedance [Ω]

$Z_p$  - vlnový odpor vzdušného prostředí

$\beta$  - směrový úhel

$\lambda$  - vlnová délka [m]

$\mu_0$  - permeabilita vakua [Hm<sup>-1</sup>]

$\mu_r$  - poměrná permeabilita

$\sigma$  - měrná vodivost [Ω]

$\chi$  - odměrový úhel [°]

# Obsah

<b>1</b>	<b>Úvod.....</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Popis principu funkce MLA.....</b>	<b>2</b>
2.1	Rozměry a obvod magnetické antény.....	2
2.2	Cirkulační proudy.....	3
2.3	Nastavení pracovního bodu MLA.....	4
2.4	Vysílací výkon.....	6
2.5	Druhy napájecích vazeb na koaxiální vedení.....	7
2.6	Napěťové namáhání dielektrika kondenzátoru.....	10
2.7	Směrovost MLA.....	12
2.8	Vyzařovací a ztrátový odpor.....	13
2.9	Anténní impedance.....	14
<b>3</b>	<b>Anténní parametry a jejich odvození.....</b>	<b>15</b>
3.1	Intenzita elektromagnetického pole MLA.....	15
3.2	Výpočet vyzařovacího odpor smyčky MLA.....	21
3.3	Výpočet ztrátového odporu smyčky MLA.....	22
3.4	Indukčnost hlavní smyčky.....	25
3.5	Rezonanční kmitočet, šířka pásma.....	27
3.6	Účinnost MLA.....	28
3.7	MLA z hlediska příjmu a vysílání.....	29
<b>4</b>	<b>Ověření teoretických vztahů měřením.....</b>	<b>31</b>
4.1	Zisk antény a směrová charakteristika.....	31
4.1.1	Princip měření.....	31
4.1.2	Výsledky měření.....	34
4.2	Měření impedance.....	37
4.2.1	Princip měření.....	37
4.2.2	Výsledky měření.....	38
4.3	PSV.....	40
4.4	Šířka pásma.....	42
<b>5</b>	<b>Závěr.....</b>	<b>44</b>
	Literatura	
	Seznam příloh	
	CD s přílohami výpočtů MMANA a Mathcad	



## 1. Úvod

Tato diplomová práce, která je zaměřena na speciální typ rámové antény, navazuje na bakalářskou práci s názvem „Magnetická anténa“. Zde byly jen velice stručně vysvětleny anténní parametry a vztahy vedoucí k její realizaci. Ty byly doplněné o základní měření parametrů antény, jako je anténní impedance, PSV (poměr stojatých vln), výkon nebo směrovost, viz kapitola 2. Všechny naměřené hodnoty byly zjištěny na funkčním modelu antény, která byla součástí zadání práce. Je nutné také uvést, že anténa byla vyrobena pouze pro vnitřní použití a využití ve venkovních prostorech by znamenalo anténu vybavit ještě dalšími prvky, které by nijak neovlivnily její funkčnost, zejména pak v nepříznivých podmínkách.

Avšak pro přesnější pohled na danou problematiku věci, je třeba důkladněji popsat prostředí a faktory které ovlivňují celkové chování antény, odvodit vztahy pro samotný návrh, či výpočet anténních parametrů. Jde zde porovnáno, jaké výsledky by byly dosaženy v ideálním prostředí s těmi skutečnými, které jsme naměřili. I zde budeme pracovat s již dříve vyrobeným modelem antény (příloha 1). Literatury, které se zabývají problematikou o smyčkových magnetických anténách je tolik, že i vztahy vedoucí k návrhu tohoto typu antény je mnoho. Tato diplomová práce je ověřuje měřením, zjišťovaly se anténní parametry jako je např. impedance, rozlazení, PSV a selektivity antény. Samotná kapitole se také věnuje směrové charakteristice antény, pro jejíž zjištění byl použit širokopásmový softwarově definovaný přijímač Winradio a vykreslen do polárního grafu pomocí programu Polar Plot.

Kapitola č. 2 shrnuje teoretickou část o použitém typu antény jako je např. rozměr a obvod magnetické antény, cirkulační proudy, skinefekt, používané typy impedančního přizpůsobení, požadavky na ladící kondenzátor, směrovost antény aj. V kapitole č. 3 jsou již všechny důležité matematické vztahy odvozeny. Detailně je zde popsáno elektromagnetické pole smyčkové antény a pomocí programu Mathcad vykreslena elektrická část pole (kapitola 3.1). Dále je zde odvozen ztrátový a vyzařovací odpor, impedance antény, rezonanční kmitočet, šířka pásma atd. V kapitole č.4 jsou popsány některé způsoby používané např. k ověřování zisku antény, směrových charakteristik nebo vlastní anténní impedance. K simulacím byl použit program MMANA (příloha 6). Ověřuje se zde měřením na ukázkovém modelu antény směrová charakteristika, reálná a reaktanční složka impedance antény, PSV a zisk antény.

## 2. Popis principu funkce MLA

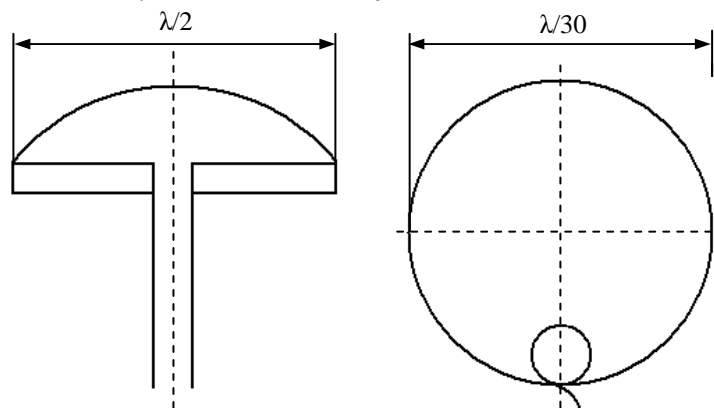
### 2.1 Rozměry a obvod magnetické antény

Oproti klasické rámové anténě, která se používá výlučně pro příjem, je smyčková magnetická anténa výhodná hlavně kvůli svým rozměrům. V oblasti krátkých vln, kdy vlnová délka dosahuje 10 - 100 m by byla konstrukce jiného typu antény velmi složitá a v mnoha případech nerealizovatelná. Zvláště pak v případě, pokud potřebujeme anténu pro vnitřní použití, kde jsme rozměrově velice omezeni. Díky svému konstrukčnímu provedení je možno anténu použít i na dlouhých vlnách, kdy se realizuje s více závity. Počet závitů smyčky se řídí rozměry smyčky, navrženým kmitočtem a hodnotou ladícího kondenzátoru. Pokud srovnáme magnetickou smyčkovou anténu s klasickým půlvlnným dipólem jakožto základním typem antény, velikost bude takřka 5x menší. Smyčková anténa je v podstatě cívka s libovolným vhodným tvarem, kterou protéká vysokofrekvenční proud. Na rozdíl od klasických rámových antén, kde obvod antény odpovídá zhruba vlnové délce, magnetická smyčková anténa používá obvod okolo  $0,2\lambda$ , což je velice výhodné.

Co se týče tvaru smyčky, mohou být např. ve tvaru čtverce, trojúhelníku, šestiúhelníku či kruhu. Některé anténní parametry sice mohou být závislé na tvaru, ale faktem zůstává, že velikost je  $n$  - násobně menší než vlnová délka. V našem případě bude konstrukce zaměřena na typ kruhový s jedním závitem v hlavní smyčce.

Na konkrétní výpočty rozměrů jednotlivých prvků antény se zaměříme v kapitole 4.

Jak souvisí velikost antény s vlnovou délkou, je znázorněno na obr. 2.1



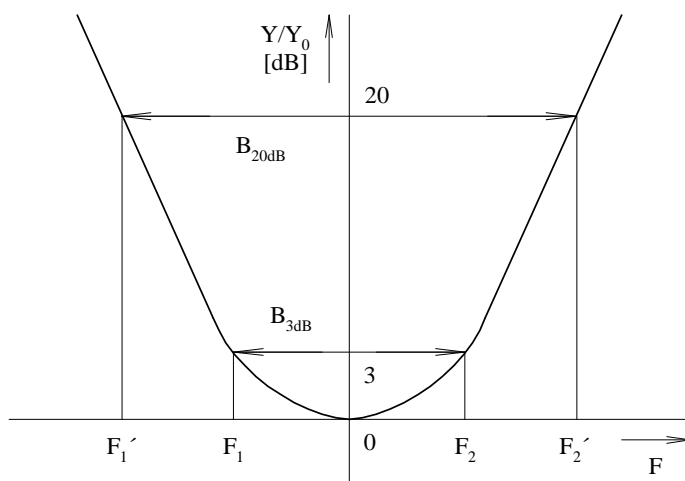
Obr. 2.1 Půlvlnný dipól (vlevo), smyčková anténa (vpravo)

## 2.2 Cirkulační proudy

Magnetická smyčková anténa není nic jiného než paralelní RLC obvod. Proto zde dochází k přechodovým dějům, které provází cirkulační proudy. Na rozdíl od jiných typů antén, se MLA (Magnetic Loop Antena) vyznačuje vysokým činitelem jakosti  $Q$ , který udává selektivitu (citlivost) při resonanci. Selektivita je charakteristická veličina rezonančního obvodu, která je měřítkem strmosti boků rezonanční křivky. Vyjadřuje tedy míru potlačení signálů kmitočtů rozdílných od kmitočtu rezonančního  $f_0$ , čili výběrovou schopnost rezonančního obvodu. Selektivita je definována jako poměr šířky pásma pro nárůst poměrné admitance o 3 dB ( $B_{3dB}$ ) k šířce pásma pro nárůst poměrné admitance o 20 dB ( $B_{20dB}$ ).

$$S_{3/20} = \frac{B_{3dB}}{B_{20dB}} \quad (2.2)$$

Význam všech uvedených veličin je patrný z obrázku rezonanční křivky. Z naměřené rezonanční křivky můžeme zjistit selektivitu (obr. 2.2):



Obr. 2.2 Resonanční křivka MLA

S vysokou hodnotou  $Q$  až 2500 jsou spojeny i požadavky na ostatní konstrukční prvky, které jsou popsány dále.

Paralelně laděný obvod získáme připojením napětí k paralelnímu spojení kondenzátoru a cívky. Pokud budou splněny podmínky Thomsonova vztahu [11], nastává děj zvaný rezonance, při kterém zpožděný proud odebíraný indukční větví a předbíhající proud odebíraný kapacitní větví jsou si rovny. Protože jsou tyto proudy fázově posunuty o  $180^\circ$ , vzájemně se ruší a dávají jen malý výsledný proud, který má fázi shodnou s napětím. Impedance při rezonanci je rovna činné složce rezonančního obvodu.

Podle fázorového diagramu mají proudy  $I_L$  a  $I_C$  v každém okamžiku navzájem opačné směry. Cirkulují mezi C a L, vyměňují energii magnetického pole cívky za energii elektrostatického pole kondenzátoru. Při rezonanci je na obou reaktancích (na cívce i na kondenzátoru) Q krát větší napětí, než na celém obvodu, což vyjadřuje činitel jakosti.

Oproti obyčejnému rezonančnímu LC obvodů jsou u MLA cirkulační proudy obrovské, proto je nutné při konstrukci s tímto faktem počítat. Viz kapitola 2.6 Napěťové namáhání dielektrika kondenzátoru.

## 2.3 Nastavení pracovního bodu magnetické antény

Pokud by smyčková anténa nebyla vybavena doladovacím kondenzátorem, anténu by bylo možno provozovat pouze na jediné frekvenci. Proto kromě hlavní smyčky je paralelně připojen laditelný vzduchový kondenzátor pro změnu pracovní (rezonanční) frekvence.

Magnetická smyčková anténa se vyznačuje vysokou selektivitou neboli úzkopásmovostí při příjmu, totéž platí i při vysílání. S touto selektivitou však souvisí fakt, že při změně pracovní frekvence, je nutné i anténu změnou kapacity kondenzátoru doladit na tento pracovní (rezonanční) kmitočet. Při doladování by měl být pohon kondenzátoru dostatečně rychlý při změně pásma a současně dostatečně pomalý pro přesné nastavení rezonance. Jako nejvhodnější řešení se jeví použití stejnosměrného krokového motorku s převody. Při použití kondenzátoru typu splitstator který potřebuje ke změně kapacity z minima na maximum pootočení o  $90^\circ$ , je nutné použít právě zmíněný převod, neboť by mohlo dojít k poškození kondenzátorového mechanismu. Nutné je také zdůraznit to, že celý systém motoru a převodovky musí být od vlastního rezonančního obvodu dokonale odizolován. Při měření na tomto typu antény se ukázalo, že je nutno volit velice malý krok při změně kapacity kondenzátoru, což odpovídá přelazení pracovní frekvence antény v řádech desítek až stovek Hz.

Pro hrubé nastavení pracovního bodu antény při vysílání, se používá měřicí přístroj typu pasivní rezonanční obvod. Pro přesné nastavení je vhodné použít PSV-metr, který nám indikuje nejmenší hodnotu PSV právě při rezonančním kmitočtu nebo měřič síly pole. Při použití digitálního frekvenčního analyzátoru je PSV-metr přímo součástí zařízení a proto je možno tuto hodnotu pohodlně kontrolovat na monitoru měřicí stanice bez nutnosti obvod jakkoliv rozpojovat.

Zisk MLA v režimu příjmu je sice pořád ovlivněn hodnotou PSV, avšak ne tolik jako v režimu vysílání. Proto odpadá i nutnost anténu tak často doladřovat. Rozlazení antény v řádu 100 Hz nám kvalitu příjmu až tolik neovlivní.

Pro jemné doladění hodnoty PSV slouží zkratová spojka na T-bočnku, viz obr. 2.4. Zde je vhodné se zmínit, co znamená pojem PSV a jak ovlivňuje anténní impedanci. PSV znamená poměr stojatých vln a je mimořádně důležitý v anténní technice při připojování napáječů na anténu. Pomocí něj zjistíme míru impedančního přizpůsobení. Je to způsob měření, který nám odhalí, jestli se má změnit zatěžovací odpor nebo odpor napáječe. Při konstrukci antén je tento problém velmi častý. Ukázka měřiče PSV je na obr. 2.3. Pro výpočet PSV je nejprve nutno znát činitel odrazu napětí, ten je se vypočte vztahem (2.3).

$$\rho = \frac{A_2}{A_1} = \frac{Z_Z}{Z_0} |\rho| e^{j\omega} \quad (2.3)$$

$A_1, A_2$  – konstanty amplitud poměrné a stojaté vlny

$Z_Z$  – zakončení obecnou impedancí [ $\Omega$ ]

$Z_0$  – vlnový odpor vedení [ $\Omega$ ]

Z činitele odrazu napětí je pak možno určit poměr stojatých vln vztahem (2.4).

$$\sigma = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (2.4)$$

PSV-metr se řadí mezi napájecí linku a anténu samotnou. Na přechodu dvou rozdílných impedancí vodiče dochází k odrazům elektrické energie, což může mít za následek při vyšším výkonu zničení VF (vysokofrekvenčního) zesilovače. Proto před samotným vysíláním je nutné tento PSV-metr do obvodu zapojit a zjistit hodnotu impedančního přizpůsobení. Hodnota PSV vyjadřuje poměr vstupní impedance antény a napájecího vedení (koaxiálního kabelu). Čím více se tedy budeme blížit k číslu „1“, tím lepší bude i impedanční přizpůsobení. Hodnota, která je ještě použitelná při vysílání, je max. 2 PSV, v závislosti na použitém výkonu.



Obr. 2.3 Měřič PSV [18]

## 2.4 Vysílací výkon

Při provozování magnetické antény je potřeba dbát zvýšené opatrnosti zvláště pak u těch vysílacích. Na živých částech antény, tj. vodivých, tvořících resonanční obvod antény, se objevují vysoká napětí. V našem případě, kdy vysílací výkon bude dosahovat výkonu až 100 W, může být napětí až 10 kV. Pro výpočet napětí na deskách kondenzátoru lze použít vztah 2.5 viz[7].

$$U_C = \sqrt{P_{RF} \cdot X_L \cdot Q} \text{ [V]} \quad (2.5)$$

Již při výkonu 4 W nelze ze zdravotních důvodů provozovat anténu v blízkosti osob. Mimořádně opatrní by měli být uživatelé srdečních stimulátorů. Silné magnetické pole by mohlo způsobit poruchu tohoto zařízení. Při výkonu 50 W se již nedoporučuje anténu používat ve vnitřních prostředích, měla by být instalována ve volném venkovním prostředí. Při vyšších výkonech se MLA stává nebezpečná i různým elektronickým zařízením jakou jsou modemy, různé vychylovací cívky a podobná zařízení, která postrádají elektromagnetické stínění.

Při volbě vysílacího výkonu je třeba zvážit, zda je rentabilnější investovat do výkonu antény nebo do kvality použitého materiálu při výrobě MLA. Není problém dovolat se s výkonem 50W avšak 5W si již žádá, aby anténa vynikala dobrými parametry. Zdvojnásobením výkonu vzroste zisk na přijímači našeho posluchače o 3 dB, což už lidský sluch začne vnímat, protože práh vnímatelnosti je 2 dB přírůstkem na síle. Pokud zvýšíme výkon čtyřnásobně, zvýší se příjem o 6 dB a jen 10násobné zvýšení výkonu může zvýšit hladinu příjmu ve vzdálené stanici o 10 dB.

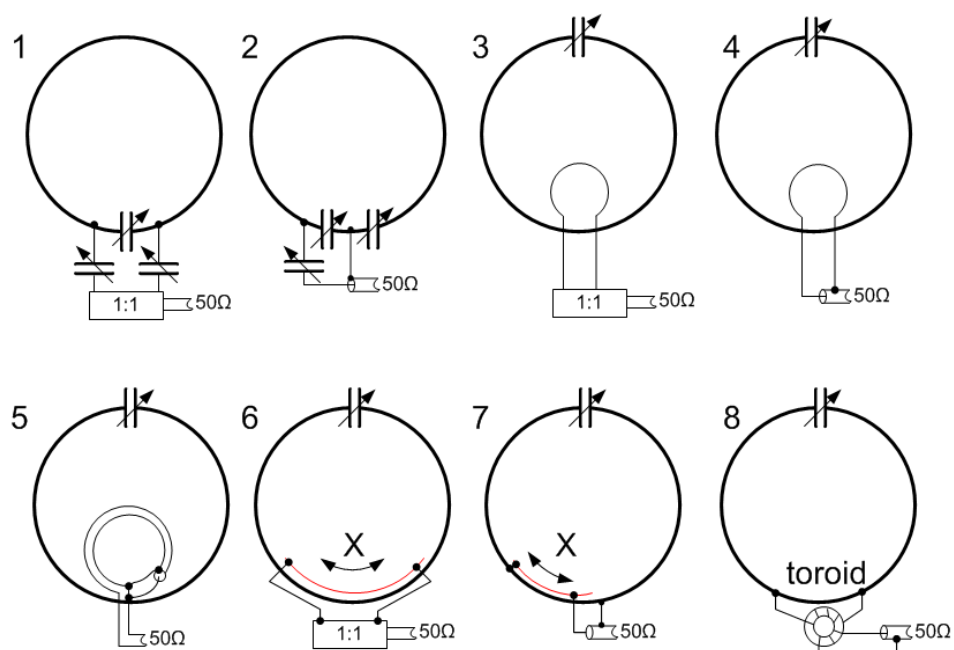
Z toho plyne, že zvýšit výkon z 10 W na 20 W je vzhledem k přírůstku síly neúčelné. Mělo by to význam jenom tehdy, pokud by se výkon zvýšil na 100 W. To může navíc jen osoba s oprávněním vysílat, která má koncesní oprávnění.

Je třeba zvážit, jestli náklady na postavení dobré antény s vhodným napájecím systémem nejsou o mnohem menší než náklady na vysílač s velkým výkonem.

## 2.5 Druhy napájecích vazeb na koaxiální vedení

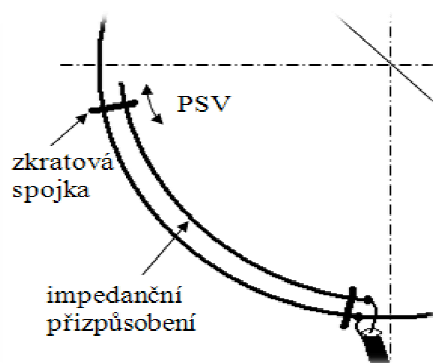
Jak jsme se zmínili již v předešlé kapitole, je velice důležité, aby v celém anténním systému byla dodržena stejná impedance. K tomu svým dílem u magnetické antény přispívá především vazební přizpůsobení. Připojením napáječe na anténu se stává vstupní rezistence antény zatěžovacím odporem napájecího vedení a z toho vyplývá požadavek na přizpůsobení. Je nutné, aby platila rovnost vstupní impedance a impedance napáječe antény. Důsledek dokonalého přizpůsobení se projeví přímo na svorkách zdroje, kdy se změnou délky vedení nezmění zatěžovací odpor. V opačném případě by délka tohoto vedení již zatěžovací odpor ovlivňovala a docházelo by ke ztrátám v koaxiálním vedení v místech rozdílné impedance.

Řešením impedančního přizpůsobení může být menší smyčka umístěná uvnitř smyčky hlavní, naproti ladícímu kondenzátoru. Z nutnosti navázat smyčku nejčastěji na  $50\ \Omega$  vedení existuje několik druhů vazebních smyček. Velikost vazební smyčky zpravidla odpovídá  $1/5$  průměru smyčky hlavní. V praxi je však nutné, pokud je problém anténu impedančně přizpůsobit, délku vhodně upravit. Doporučená vzdálenost mezi hlavní a vazební smyčkou je obvykle 1-6 cm, přesná vzdálenost ovlivňuje spolu s kapacitou kondenzátoru rezonanční frekvenci  $f_0$ , hodnotu činitele jakosti  $Q$  a poměr stojatých vln PSV. Druhy vazebních smyček jsou na obr. 2.3.



Obr. 2.3 Druhy vazebních smyček [7]

Další variantou připojení vedení k hlavní smyčce je T-bočnickem. Ten se používá výhradně tehdy, pokud vlnový odpor neladěného napáječe bývá větší než rezistenční vstupní impedance antény. Je to druh nesymetrického přizpůsobení, který se může použít jen s koaxiálním kabelem a to pod podmínkou, že jeho stínění se připojí do středu antény. V našem případě konstrukce antény bude použito právě T-bočnicku, viz obr. 2.4.



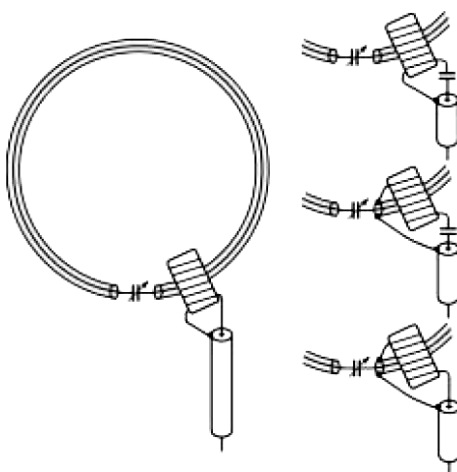
Obr. 2.4 Přizpůsobení T-bočnickem



Nutné je ovšem zmínit, jaké výhody a nevýhody tyto řešení sebou přináší. Jako nejpoužívanější řešení se vyskytuje právě T-bočník, též označováno jako T-úsek nebo GAMA pahýl, obr. 2.4.7. Je to konstrukčně nejjednodušší fungující řešení. Problém by však nastal, pokud by jsme touto variantou impedančního přizpůsobení chtěli napájet anténu s elektrostatickým stíněním magnetického pole hlavní smyčky, viz kapitola 3.7 MLA z hlediska příjmu a vysílání. To není konstrukčně možné, protože hlavní smyčka tohoto typu MLA se skládá z vnitřního vodiče a vnějšího pláště. Bočník musí být vodivě spojen právě s živou částí hlavní smyčky, která je v tomto případě uvnitř magnetického stínění. Jako vhodnější řešení je jeví buzení pomocným závitem obr. 2.4.4 nebo toroidním transformátorem, obr. 2.4.8.

Další popisovaný způsob napájení hlavní smyčky pomocí budícího závitu, obr. 2.4.4 je dobrým řešením jak pro MLA bez stínění magnetického pole tak i se stíněním. Avšak podle literatury [7], z které vychází i náš návrh délky vazební smyčky, nestačí volit průměr vazební smyčky pouze jako 1/5 průměru té hlavní. Dle praxe [12] je zde problém s impedančním přizpůsobením, kdy se jen s těží dosahovalo lepších hodnot  $PSV=3$ . Po změření impedance anténním analyzátozem se ukázalo, že vstupní impedance antény je pouze  $20\ \Omega$ . U antén používaných výhradně pro příjem by to zřejmě nebyl až tak veliký problém. Řešením bylo až prodloužení délky vazebního závitu, kdy se podařilo impedanční přizpůsobení 1:1.

Způsob který bude popsán dále, není zřejmě až tak populární avšak dle praktických zkušeností [17] konstrukčně nejjednodušší. Jedná se o impedanční přizpůsobení pomocí toroidního proudového transformátoru, obr. 2.5.



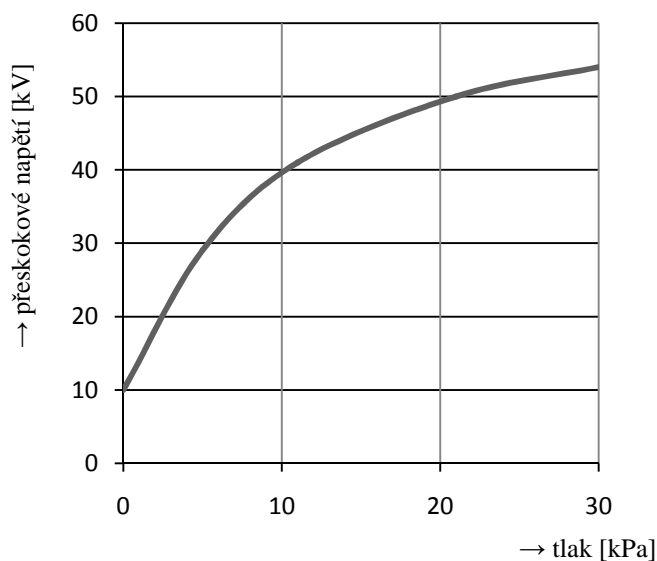
Obr. 2.5 Buzení pomocí toroidního proudového transformátoru [17]

Výhodou tohoto řešení je značná širokopásmovost budicího obvodu. Jako velice praktické se jeví i to, že vzhledem k velikosti tohoto transformátoru zhotoveného z několika závitů navinutých na malém kruhovém toroidu, jej lze umístit i spolu s ladícím kondenzátorem do malé skříňky. To plyne z možnosti umístit transformátor kdekoliv na hlavní smyčce, aniž by byly ovlivněny anténní parametry. Výhodné je i to, že tímto řešením impedančního přizpůsobení se vyhneme přechodového odporu, způsobeného právě třecími kontakty (při použití bočníku) nebo přechodového odporu (použitím kapacitního děliče obr. 2.4.1,2)[17].

## 2.6 Napěťové namáhání dielektrika kondenzátoru

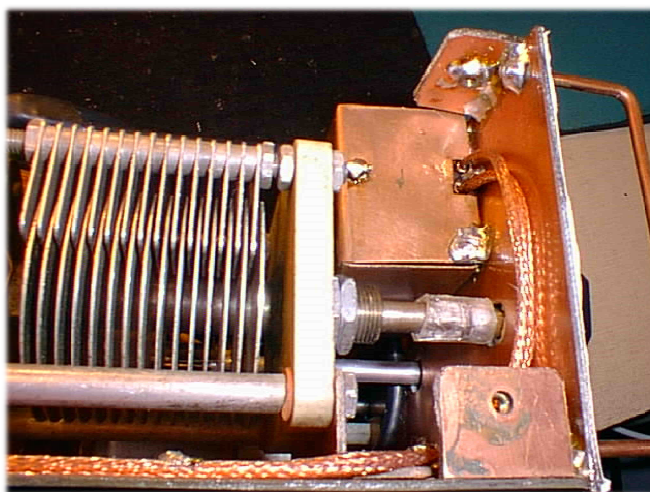
Při volbě kondenzátoru (nejčastěji vzduchového) je třeba vzít v potaz, že velikost vzduchové mezery mezi deskami se řídí napětím, na kterém je kondenzátor používán. Z opatrnosti je třeba se vyhnout takovým místům, v kterých by se mohl soustředit silový tok elektrického pole a způsobit dokonce slabou korunu či sršení při pracovním napětí. Dále mají mít pevné izolanty malé ztráty a mají být tak uspořádány, aby na nich byl malý potencionální rozdíl. Elektrická pevnost vzduchu při vysokých kmitočtech je odlišná než při 50 Hz. Pokud při 50 Hz bude docházet k sršení mezi deskami, k žádným následkům nedojde. Při vysokých frekvencích již může docházet k ionizaci, provázené značnými ztrátami výkonu, popřípadě může dojít k výbojům. Použitím vzduchu jako dielektrika v kondenzátorech při vysokém napětí jsou vyžadovány velké mezery mezi deskami a pečlivé zaokrouhlení všech ostrých okrajů, aby se vyhnulo soustředění pole do jednoho místa. Konečná úprava desek musí být velmi pečlivá, nejlépe s leštěným povrchem. Tloušťka desek se doporučuje  $1/3 - 1/4$  velikosti vzduchové mezery.

Jako jisté řešení zvýšení přípustného napětí vzduchového kondenzátoru může být změna tlaku vzduchu mezi deskami kondenzátoru. Průběh závislosti přeskokového napětí na tlaku je znázorněno na obr. 2.6



Obr. 2.6 Průběh závislosti přeskokového napětí na tlaku [3]

Průmysl takto vyráběné kondenzátory nabízí jak s pevnou kapacitou tak s proměnnou, které se používají ve velkých rozhlasových vysílačích i ve vysílačích krátkovlnných pro lazení anténích obvodů. Pokud se jako plyn použije suchý dusík s tlakem 2 MPa, průrazné napětí se zvýší 4 až 5 krát proti napětí při normálním atmosférickém tlaku. Dalším způsobem je použití vakua, srovnatelného s vakuem elektronek. Za těchto podmínek zůstává v kondenzátoru tak málo plynu, že pozorovatelná ionizace není možná a značně se zvyšuje elektrická pevnost. Ukázka vzduchového otočného kondenzátoru typu splitstator je na obr 2.7.

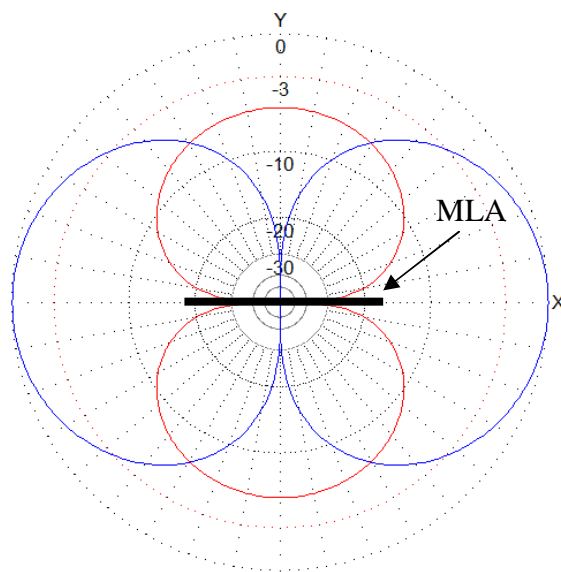


Obr. 2.7 Otočný vzduchový kondenzátor

## 2.7 Směrnost MLA

Magnetická anténa nevyzařuje do všech směrů stejnou intenzitou, musí se proto najít směr, ve kterém má anténa vyzařování nejsilnější. Je vyjádřena vyzařovací charakteristikou, kde se určí jednotková hladina pro místo s největší intenzitou vyzařování, ostatní směry vyzařovací charakteristiky jsou touto základní zvolenou hladinou zapsány v decibelech. Za jednotku se většinou volí vyzařování dipólu (dBd) nebo izotropního zářiče (dBi) v hlavním směru záření, který se nachází v té samé výšce nad zemí jako měřený anténní systém.

Smyčková magnetická anténa se již projevuje jistými směrovými vlastnostmi. Vyzařovací digram je ve tvaru číslice „8“ a anténa tím pádem umožňuje příjem v předozadním směru. Boční směry jsou značně potlačeny, proto je anténu nutno při příjmu či vysílání nastavit do správného směru (vzhledem k vysílači). Vyzařovací diagram též velice ovlivňuje polarizace, která je u antény použita. To se liší i výslednou montáží magnetické antény.



Obr. 2.8 Směrnost při rozdílné polarizaci (simulační software MMANA)

K modelování bylo použito simulačního programu MMANA. Pomocí programu MMANA lze analyzovat jakoukoli anténu včetně antén s trapy (rezonančními obvody vloženými do tras zářičů), zkrácených antén a speciálních přijímacích antén. Zadanou anténu lze optimalizovat jak ve vztahu k vyzařovacímu diagramu (zisku, předozadnímu poměru apod.),

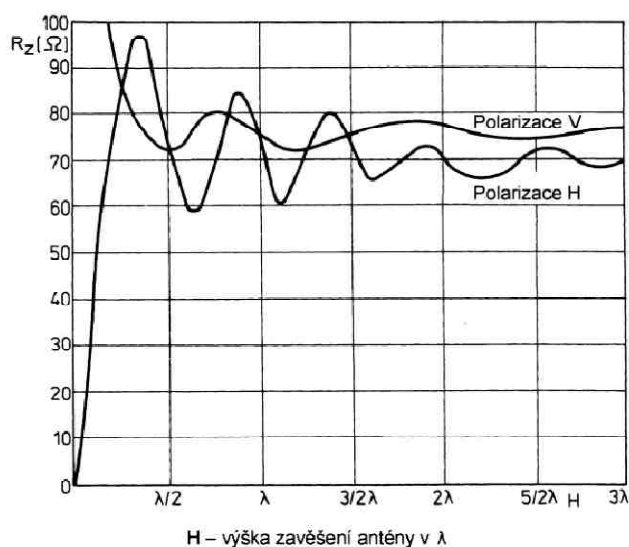
tak i vstupní impedanci, PSV a rezonanci. Lze stanovit, jak se anténa bude chovat v libovolně širokém kmitočtovém úseku. Navrhnout lze rovněž přizpůsobení pomocí bočníku, Omega matche, pahýlu i LC prvků atd. Možnosti MMANA jsou opravdu velmi široké, i odborník na antény v něm nachází stále něco nového.

Modrá křivka na obr. 2.8 znázorňuje stav při horizontální polarizaci, červená pak u vertikální. Dosažené zisky u magnetické smyčkové antény kolísají od -1,5 dBi do 3,5 dBi při vertikální polarizaci a od -8 dBi do 5,5 dBi při horizontální polarizaci. Hodnoty jsou vztaženy k izotropnímu zářiči. Směrovost magnetické smyčkové antény se udává pro pokles o -3 dBi, z čehož vyplývá, že tato anténa je směrová.

## 2.8 Vyzařovací a ztrátový odpor

Vyzařovací odpor antény je dán jejím typem a výškou nad zemí. Je to rezistance (činný odpor), do které se snažíme převést maximum energie z napáječe a vyzářit ji do prostoru. Maximální účinnost antény nastává v případě, pokud by neexistovaly už žádné jiné rezistance. V praxi však existují např. v podobě vlastního odporu vodiče antény, dielektrické ztráty v izolaci nebo ztráty vzniklé indukci v okolních předmětech. Může to být například předmět, který má délku podobnou velikosti půlvlnné vlnové délky.

V praxi je naším cílem dosáhnout co největšího vyzařovacího odporu a naopak co nejvíce potlačit odpor ztrátový. Můžeme toho dosáhnout především zvolením správné výšky nad zemí. Teoreticky platí, čím výše, tím se vyzařovací odpor zvyšuje. Ztrátový odpor vyjadřuje ztráty ve vodivých materiálech použitých k výrobě elementů antény a k němu se přiřazují dielektrické ztráty v izolátorech použitých při konstrukci antény. Vstupní impedance antény se skládá z reálné a imaginární složky a může nabývat kapacitního nebo induktivního charakteru (obr. 4.8). Velikost složek a charakter vstupní impedance jsou určeny vlnovou délkou  $\lambda$ , geometrickým uspořádáním antény a na výšce antény nad zemí. Na obrázku 2.9 můžeme sledovat závislost velikosti vyzařovacího odporu na výšce umístění antény nad zemí. Je zřejmé, že největších změn vyzařovací odpor nabývá v rozmezí  $0 \div \lambda/2$  nad zemí. U větších výšek se hodnota  $R_R$  postupně stabilizuje [15].



Obr. 2.9 Závislost vyzařovacího odporu na výšce antény, převzato z [15]

## 2.9 Antenní impedance

Vlastní impedance antény je veličina důležitá pro přenos maxima energie mezi vysílačem a anténou za předpokladu, že vysílač je přímo připojen k anténě. V praxi je jen zřídka možné připojit anténu přímo k vysílači. Obvykle je anténa umístěna venku na stožáru nebo na střeše. Naproti tomu je vysílač s operátorem jinde. V takovém případě řadíme mezi vysílač a anténu tzv. napájecí linku. Vstupní impedance se uvažuje v místě připojení antény k napájecí (napájecí lince). Charakter impedance (kapacitní nebo induktivní) a velikost jejich složek (reálná a imaginární) se řídí vlnovou délkou tedy kmitočtem a rozměry antény). Součástí reálné složky je vyzařovací odpor (odpor záření)  $R_R$ , jehož velikost odpovídá vyzářenému výkonu z antény a efektivnímu proudu, tekoucím anténou.

Vstupní impedance antény v přítomnosti jiných antén nebo vodičů je výrazně ovlivněna proudy tekoucími v sousedních vodičích, a to prostřednictvím vzájemné vazby. Tento vliv je nazýván vzájemnou impedancí a ta má velký význam a to jak pozitivní, tak i negativní. Problematika výpočtu impedancí je složitá záležitost, neboť impedance reálné antény velmi silně závisí na konstrukci antény a zvláště na uspořádání místa napájení, pokud jde o vstupní impedanci. To je jeden z důvodů, proč se v praxi většinou dává přednost zjišťování impedance měřením.

### 3. Anténní parametry a jejich odvození

#### 3.1 Intenzita elektromagnetického pole MLA

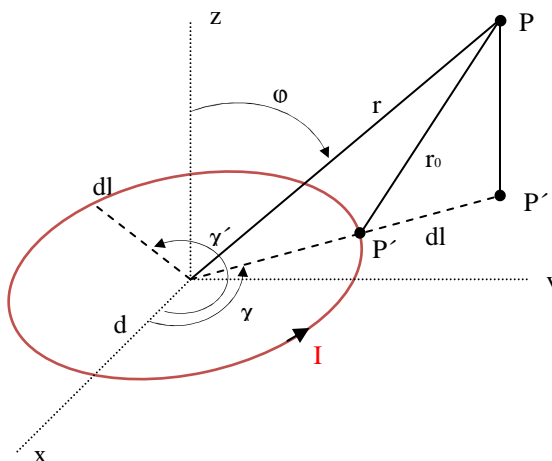
Pro řešení elektromagnetického pole MLA je nutné použít rovnice pro elementární dipól a zavést místo elektrického proudu proud magnetický  $I_m$ . Tím se nám řešení zjednoduší. Odvodíme si nyní podrobně elektromagnetické pole kruhové smyčky daného průměru  $2d$ , tvořené nekonečně tenkým vodičem a ležící v rovině XY souřadnicové soustavy. Smyčkou bude protékat konstantní proud  $I$ , ale nejsou na ní žádné náboje. Funkce skalárního potenciálu se tedy bude rovnat nule a vektorový potenciál, předpokládáme-li, že  $r \gg 2d$ , bude  $P(r, \varphi, \chi)$  dán funkcí

$$\mathbf{A}_P = \frac{\mu}{4\pi} \oint \frac{I d\mathbf{l}}{r_0} \quad (3.1)$$

kde za  $I$ , jde-li o časově harmonicky proměnnou veličinu, zavedeme

$$I_0 \exp\left[-j\omega\left(t - \frac{r_0}{c}\right)\right]. \quad (3.2)$$

Výraz za integračním znaménkem je vektor. Je výhodné rozložit  $d\mathbf{l}$  ve složky polárních souřadnic, abychom dostali vektorový potenciál ve složkovém tvaru. Protože  $d\mathbf{l}$  leží v rovině XY a je kolmý k poloměru smyčky, bude  $dl_r=0$ ;  $dl_x=dd_x=dl$ ;  $dl_\varphi=0$ , dle [9]



Obr. 3 Kruhová smyčka v souřadnicové soustavě

Nyní platí, že vektorový potenciál bude mít jedinou složku, a to  $\mathbf{A}$ . Integrujeme-li vektorové pole, sčítáme veliký počet infinitesimálních vektorů v různých bodech uvažovaného oboru. Abychom je mohly sečíst, musíme je nejdříve paralelně přemístit do jednoho obecně položeného bodu a sečíst je podle pravidel vektorového počtu. To lze snadno uskutečnit v pravouhlých souřadnicích. V souřadnicích polárních se však paralelní přemístění komplikuje tím, že na vektor  $d\mathbf{l}$  bude mít po přemístění do obecně položeného bodu B na smyčce dvě složky:  $d\mathbf{l}_x = -dl' \cos \chi'$  a  $d\mathbf{l}_y = dl' \sin \chi'$ , kde  $\chi'$  je úhel, který svírají průvodiče počátků obou vektorů. Zajímá nás vektorový potenciál v bodě  $\mathbf{P}$ , a proto by měl být právě tím bodem, kam přemístíme všechny infinitesimální vektory na smyčce. Protože smyčka leží v rovině  $\mathbf{XY}$ , bude mít vektorový potenciál v bodě  $\mathbf{P}'$  tytéž polární složky jako v bodě  $\mathbf{P}$ . Totéž platí i o bodě  $\mathbf{P}''$ , proto ho můžeme též brát za bod součtu. Z obrázku 3.1 můžeme psát, že složky  $\mathbf{A}$  v bodě  $\mathbf{P}''$  budou dány rovnicemi dle [9]:

$$\mathbf{A}_x = \frac{\mu I d}{4\pi} \oint \frac{\exp\left[-j\omega\left(t - \frac{r_0}{c}\right)\right]}{r_0} \cos(\chi' - \chi) d\chi' \quad (3.3)$$

$$\mathbf{A}_y = \frac{\mu I d}{4\pi} \oint \frac{\exp\left[-j\omega\left(t - \frac{r_0}{c}\right)\right]}{r_0} \sin(\chi' - \chi) d\chi' \quad (3.4)$$

$$A_\varphi = 0$$

tyto vztahy platí i pro bod  $\mathbf{P}$ . Vzdálenost  $r_0$  mezi jednotlivými proudovými elementy a bodem  $\mathbf{P}$  je dána

$$r_0 = \sqrt{r^2 + d^2 - 2dr \sin \varphi \cos(\chi' - \chi)} [m] \quad (3.5)$$

poněvadž  $r \gg d$ , lze  $d^2$  proti  $r^2$  zanedbat, takže

$$r_0 = r \left[ 1 - \frac{2d}{r} \sin \varphi \cos(\chi' - \chi) \right]^{\frac{1}{2}} [m] \quad (3.6)$$

nahradíme-li tento výraz Taylorovou řadou dostaneme vztah pro  $1/r_0$ :

$$\frac{1}{r_0} = \frac{1}{r} \left( 1 + \frac{d}{r} \sin \varphi \cos(\chi' - \chi) + \dots \right) \quad (3.7)$$

dosadíme-li do rovnic pro složky  $\mathbf{A}$ , bude dle [9]



$$\mathbf{A}_\chi = \frac{\mu I d}{4\pi r} \int_0^{2\pi} e^{-\alpha} \cos^2(\chi - \chi') d\chi' + \frac{\mu I d}{4\pi r} k \int_0^{2\pi} e^{-\alpha} \cos^2(\chi - \chi') d\chi' \quad (3.8)$$

$$\mathbf{A}_r = \frac{\mu I d}{4\pi r} \int_0^{2\pi} e^{-\alpha} \cos(\chi - \chi') d\chi' + \frac{\mu I d}{4\pi r} k \int_0^{2\pi} e^{-\alpha} \cos(\chi - \chi') d\chi' \sin(\chi - \chi') d\chi' \quad (3.9)$$

$$\alpha = j\omega \left\{ t - \frac{r}{c} [1 - k \cos(\chi - \chi')] \right\} \quad (3.10)$$

$$k = \frac{d}{r} \sin \varphi \quad (3.11)$$

Besselovu funkci prvního druhu  $n$ -tého řádu můžeme vyjádřit integrálem

$$\mathbf{J}_n(x) = \frac{(j)^{-n}}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{j\chi \cos \varphi} e^{jn\varphi} d\varphi \equiv \frac{(j)^{-n}}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{j\chi \cos \varphi} \cos n\varphi d\varphi \quad (3.12)$$

po zavedení nové proměnné  $s = (\chi' - \chi)$  lze integrály vyjádřit jako součet Besselových funkcí řádu 0,1,2, rovnice pro  $\mathbf{A}_r$  po integraci dává nulu, takže radiální složka elektromagnetického vlnění smyčky neexistují ani v její blízkosti, dostaneme tedy dle [9]:

$$\mathbf{A}_\chi = \frac{\mu I d}{2r} \left\{ jJ_1(x) + \frac{k}{2} J_2(x) + \frac{k}{2} J_2(x) \right\} \exp \left[ -j\omega \left( t - \frac{r_0}{c} \right) \right] \quad (3.13)$$

$$x = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \varphi \quad (3.14)$$

Pro malé  $d$  můžeme Besselovy funkce nahradit řadou a vezmeme-li pouze první dva členy, dostaneme

$$\mathbf{J}_0(x) = 1 \dots; J_1(x) = \frac{x}{2} \dots; J_2(x) = \frac{x^2}{4} \dots \quad (3.15)$$

$$\mathbf{A}_\chi = \frac{\mu I d}{2r} \left\{ j \frac{\pi}{\lambda} d \sin \varphi + \frac{d}{2r} \sin \varphi - \frac{d}{2r} \sin^3 \varphi \left( \frac{2\pi}{\lambda} d \right)^2 \right\} \quad (3.16)$$

zanedbáme-li výraz  $\sin^3$ , můžeme psát

$$\mathbf{A}_\chi = \frac{\mu I d}{2r} \sin \varphi \left( j \frac{\pi}{\lambda} + \frac{1}{2r} \right) \exp \left[ -j\omega \left( t - \frac{r_0}{c} \right) \right] \quad (3.17)$$

$$\mathbf{A}_\chi = \frac{\mu I d^2}{2} \sin \varphi \left( j \frac{\pi}{\lambda r} + \frac{1}{2r^2} \right) \exp \left[ -j\omega \left( t - \frac{r_0}{c} \right) \right] \quad (3.18)$$

Ve velké vzdálenosti, t.j. v oblasti pole záření, se uplatní pouze člen s  $1/r$ , takže

$$\mathbf{A}_\chi = j \frac{\mu I \pi d^2}{2\lambda r} \sin \varphi \exp \left[ -j\omega \left( t - \frac{r_0}{c} \right) \right] \quad (3.19)$$

Elektrické pole v oblasti záření jednoduché jednozávitové smyčky vedoucí konstantní proud ve fázi má pouze složku  $E_\chi$  danou vztahem  $\mathbf{E}_\chi = -\mathbf{j}\omega\mathbf{A}_\chi$ , takže dostaneme

$$\mathbf{E}_\chi = \frac{\mu\omega I \pi d^2}{2\lambda r} \sin \varphi \exp \left[ -j\omega \left( t - \frac{r}{c} \right) \right] \equiv E_\chi = \frac{120\pi S_s}{r\lambda^2} \sin \varphi \quad (3.20)$$

kde  $S_s$  je plocha smyčky. Pro magnetické pole můžeme ze vztahu  $\mu\mathbf{H} = \text{rot } \mathbf{A}$  odvodit, že existují pouze složky pole  $\mathbf{H}_r$  a  $\mathbf{H}_\varphi$ . V oblasti pole záření se uplatní pouze složka  $\mathbf{H}_\varphi$ , neboť složka  $\mathbf{H}_r$  je nepřímo úměrná druhé a třetí mocnině  $r$ . Složku  $\mathbf{H}_\varphi$  můžeme též snadno získat ze vztahu pro  $\mathbf{E}_\chi$  použitím vlnové impedance prostoru ( $\mathbf{E}_\chi = \mathbf{H}_\varphi Z_p$ ), takže

$$\mathbf{H}_\varphi = \frac{\pi S_s}{r\lambda^2} \sin \varphi \exp \left[ -j\omega \left( t - \frac{r}{c} \right) \right] \quad (3.21)$$

Vzdálené pole smyčky vedoucí konstantní proud je v rovině horizontální (v rovině smyčky) konstantní a směrový diagram má tvar kružnice. V rovině vertikální je pole závislé funkcí  $\sin\varphi$ . Je tedy toto pole právě opačné než pole vytvořené krátkým elektrickým dipólem. Budeme-li studovat chování smyčky s průměrem  $2d$ , jenž je řádu použité vlnové délky, nesmíme ve výraze XX. nahrazovat Besselovy funkce řadou, ale musíme je brát v plném jejich znění. Jediné zjednodušení, které si můžeme dovolit, je zanedbat vliv funkcí  $J_0(x)$  a  $J_2(x)$  vzhledem k jejich součiniteli, nepřímo úměrnému  $r^2$ . Můžeme tedy psát dle [9]

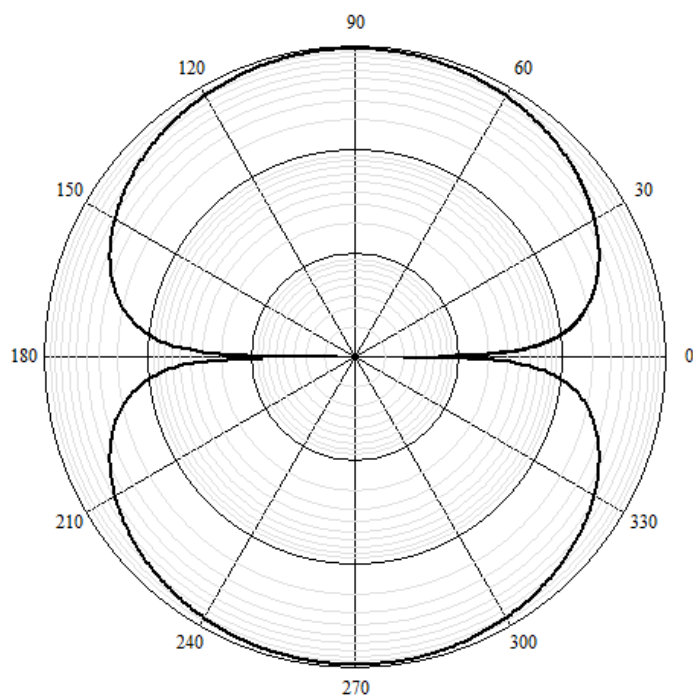
$$\mathbf{A}_\chi = j \frac{\mu I d}{2r} J_1(\beta d \sin \varphi) \exp \left[ -j\omega \left( t - \frac{r}{c} \right) \right] \quad (3.22)$$

a pro složku elektrického pole

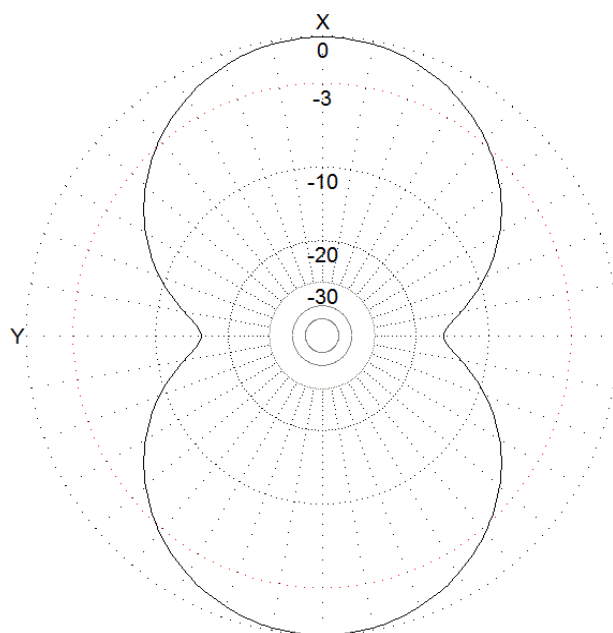
$$\mathbf{E}_\chi = \frac{120\pi^2 I d}{2\lambda} J_1(\beta d \sin \varphi) \exp \left[ -j\omega \left( t - \frac{r}{c} \right) \right] \quad (3.23)$$

Pro smyčku daného tvaru bude  $\beta d$  konstantní, a tedy i její obvod  $O = \frac{2\pi d}{\lambda} = \beta d[m]$ . Tvar

diagramu bude závislý pouze na funkci  $J_1(O \sin\varphi)$ , převzato z [9]. Simulace diagramu pomocí programu Mathcad je na obr. 3.1, na obr. 3.2 pak pomocí MANNA.



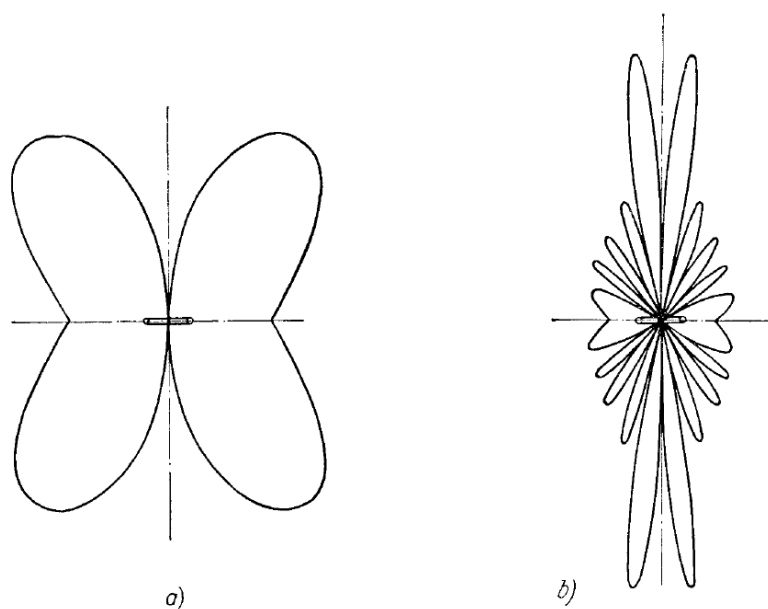
Obr. 3.1 Simulace pomocí programu Mathcad



Obr. 3.2 Simulace pomocí programu MANNA, viz příloha 6.

Základním rysem Mathcadu je použití standardního matematického zápisu v „živém“ mathcadovském prostředí namísto zadávání funkcí a programování. Veškeré výrazy, konstanty, proměnné, doprovodné texty či grafy jsou zapisovány a zobrazovány na volné ploše (a jejich jednotlivých listech). Veškeré použité vzorce, vztahy a závislosti jsou vidět, oproti tabulkovým procesorům nic není skryto v buňkách. Živé Mathcadovské prostředí znamená, že matematické vzorce a symboly reagují okamžitě na změny dat nebo vzorců a poskytují okamžité výsledky ve formě čísel, tabulek, a tyto výsledky zobrazí v připojených grafech a obrázcích.

Pro všechny smyčky mající obvod menší než  $1,84\lambda$  dle [9] zůstává maximum v rovině smyčky. Pro ukázkou smyček s delším obvodem dostaneme diagramy, které jsou na obr. 3.3.



Obr. 3.3 Způsob záření smyček a) průměr =  $\lambda$ , b) průměr =  $5\lambda$ , převzato z [9]

Nutno poznamenat, že pole v ose jakékoliv smyčky vedoucí konstantní proud je vždy nulové.

Bude-li proměnná  $x = \frac{2\pi l}{\lambda} \leq \frac{1}{3}$ , nebude chyba větší než 1%. Tedy je-li obvod smyčky  $1/3$

vlnové délky nebo menší, to znamená, je-li průměr roven nebo menší než  $1/10\lambda$ , vyhoví zcela uvedenému vzorci pro  $E_\chi$  a  $H_\varphi$ .

V obecném případě, kdy obvod smyčky je řádu vlnové délky, rozloží se proud podél vodiče, v ideálním případě sinusově a přitom s náležitou změnou fáze v periodách po  $\pi$ . Tehdy se diagram záření vlivem rozložení proudu a fáze změní v rovině smyčky [9].

### 3.2 Výpočet vyzařovacího odporu smyčky MLA

Základní postup při výpočtu vyzařovacího odporu je stejný jako u dipólu. Umov-Poytingův vektor integrujeme přes kouli o velkém poloměru a dostaneme tak celkový vyzářený výkon  $P$  daný vztahem

$$P = \frac{I_0^2}{2} R_r [W] \quad (3.24)$$

kde  $I_0$  je maximální proud (časově) tekoucí smyčkou. Předpokládáme-li, že rozložení proudu je konstantní podél obvodu smyčky, naměříme odpor záření  $R_r$ , kdekoli smyčku rozpojíme, t.j. i v napájecím bodě. Střední hodnota tohoto vektoru pole v oblasti záření je dána vztahem

$$S = \frac{1}{2} |E|^2 \frac{1}{Z_p} [m^2] \quad (3.25)$$

kde  $|E|$  je absolutní hodnota intenzity elektrického pole

$Z_p$  vlnový odpor volného prostoru  $[\Omega]$ .

Po dosazení do předešlého vztahu dostaneme:

$$S = \frac{60\pi^2 I_0 S_s}{r^2 \lambda^2} J_1^2(\beta d \sin \varphi) [m^2] \quad (3.26)$$

Celkový výkon  $P$  bude dán integrálem  $S$  přes kouli, a tedy

$$P = \iint S ds = \frac{60\pi^2 I_0^2 S_s^2}{\lambda^2} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi J_1^2(\beta d \sin \varphi) \sin \varphi d\varphi d\chi [W] \quad (3.27)$$

po úpravě dostaneme

$$P = 30\pi^2 \beta d I_0^2 \int_0^{2\beta d} J_2(y) dy [W] \quad (3.28)$$

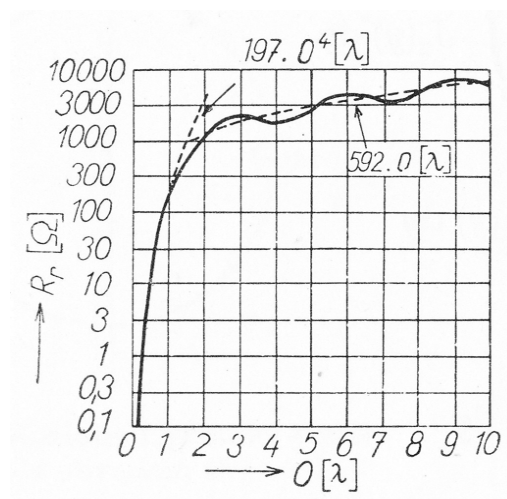
a odpor záření  $R_R$  bezeztrátové smyčky bude dle [9]

$$R_R = 60\pi^2 \int_0^{2\beta d} J_2(y) dy [\Omega] \quad (3.29)$$

Pro smyčky, jejichž obvod  $O$  nepřekročí hodnotu  $2/3\lambda$ , možno aproximovat zjednodušením výrazu (3.27), a to zavedením rovnosti  $J_1(x) = x/2$ , kdy dostaneme

$$R_R = 31171 \left( \frac{S_s}{\lambda^2} \right)^2 [\Omega] \quad (3.30)$$

Z obrázku 3.4 je vidět, že odpor menších smyček je velmi malý, tudíž jimi bude protékat konstantní proud podél celého obvodu a bude tedy vyzařovat se své rovině všesměrově. Malý odpor však zhoršuje účinnost smyčky jako antény a zejména u vysílací antény bylo snahou vytvořit smyčky větší. To je plocha s větším odporem avšak s konstantním rozložením proudu [9].



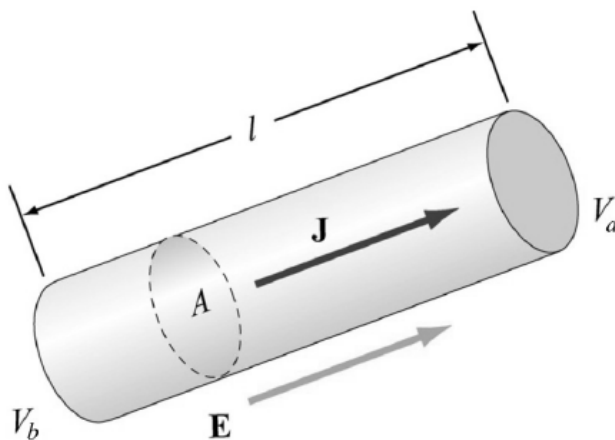
Obr. 3.4 Průběh odporu záření MLA, převzato z [9]

### 3.3 Výpočet ztrátového odporu smyčky MLA

V mnoha látkách je hustota proudu lineárně závislá na intenzitě vnějšího elektrického pole  $\mathbf{E}$ . Tuto závislost je obvykle možné vyjádřit vztahem

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}, [\text{A.m}^2] \quad (3.31)$$

kde veličina  $\sigma$  je měrná elektrická vodivost (konduktivita) látky. Výše uvedená rovnice je známa jako Ohmův zákon (v diferenciálním tvaru). Materiály, které splňují tento zákon, nazýváme ohmické. Abychom obdrželi tradiční a prakticky použitelnější formu Ohmova zákona, uvažujme část vodiče válcového tvaru délky  $l$  a průřezu  $A$ , jak ukazuje obr. 3.3 [16].



Obr. 3.3 Část vodiče válcového tvaru [16]

Předpokládejme, že mezi konci vodiče je rozdíl potenciálů  $\Delta V = V_b - V_a$ , který vytváří elektrické pole  $\mathbf{E}$  a proud  $I$ . Za předpokladu, že je pole homogenní, dostaneme

$$\Delta V = V_b - V_a = - \int \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} = El. \quad (3.32)$$

Hustotu proudu můžeme přepsat jako

$$J = \sigma E = \sigma \left( \frac{\Delta V}{l} \right) [Am^{-2}] \quad (3.33)$$

S uvažováním  $J = I/A$  můžeme potenciálový rozdíl zapsat jako

$$\Delta V = \frac{I l}{\sigma A} \quad (3.34)$$

je odpor (rezistance) vodiče. Rovnice

$$\Delta V = IR \quad (3.35)$$

Měrný odpor materiálu (rezistivita)  $\rho$  je definována jako převrácená hodnota měrné vodivosti

$$\rho = \frac{1}{\sigma} [\Omega \cdot m] \quad (3.36)$$

Z výše uvedených rovnic vyplývá následující vztah mezi měrným odporem  $\rho$  a odporem  $R$  materiálu dle [16]

$$\rho = \frac{E}{J} = \frac{\Delta V / l}{I / A} = \frac{RA}{l} [\Omega \cdot m] \quad (3.37)$$

neboli

$$R = \frac{\rho l}{A} [\Omega] \quad (3.38)$$

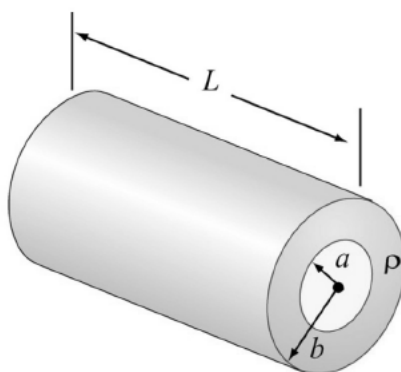
V tabulce 3.1 jsou uvedeny základní používané druhy materiálů a jejich parametry.

Tab. 3.1 Základní používané materiály s jejich parametry [16]

Materiál	Měrný odpor $\rho$ ( $\Omega \cdot \text{m}$ )	Měrná vodivost $\sigma$ ( $\Omega \cdot \text{m}$ ) <sup>-1</sup>	Teplotní součinitel $\alpha$ ( $^{\circ}\text{C}$ ) <sup>-1</sup>
Prvky			
Stříbro	$1,59 \times 10^{-8}$	$6,29 \times 10^7$	0,0038
Měď	$1,72 \times 10^{-8}$	$5,81 \times 10^7$	0,0039
Hliník	$2,82 \times 10^{-8}$	$3,55 \times 10^7$	0,0039
Železo	$10,0 \times 10^{-8}$	$1,0 \times 10^7$	0,0050

Ve výše zmíněném vztahu se uvažuje vodič jako vodivý váleček, který je dán určitou délkou  $l$ , průřezem  $A$  a vodivostí  $\sigma$ . Problém však nastává tehdy, pokud bychom jím řešily odpor naší smyčky. Zde je potřeba vzít v úvahu, že průřez již není tvořen celou plochou, nýbrž jen mezikružím. Proto je nutné vzorec pro výpočet odporu dutého válce upravit. Pokud je rozdíl potenciálů mezi konci válce, teče proud ve směru rovnoběžném s osou válce. V tomto případě je plocha průřezu  $A = \pi(b^2 - a^2)$  [16].

(3.39)



Obr. 3.4 Průřez dutého válce [16]

$$\text{Ztrátový odpor smyčky je pak dán vztahem } R = R_l = \frac{\sigma \cdot l}{A} = \frac{\sigma \cdot l}{\pi(b^2 - a^2)} [\Omega], \quad (3.40)$$

převzato z [16].



### 3.4 Indukčnost hlavní smyčky

Mění-li se proud procházející uzavřeným obvodem, mění se také indukce  $B$  magnetického pole, a tím také indukční tok  $\Phi$ . Nutno zdůraznit, že jde o obvod s jedním závitem. Změny indukčního toku působí na vlastní obvod; v obvodu vzniká indukované elektromotorické napětí. Toto induktivní zpětné působení na vlastní proudový obvod se nazývá vlastní indukce. Indukční tok obvodu je přímo úměrný procházejícímu proudu a dle [15] je:

$$\Phi = L \cdot I \Rightarrow L = \frac{\Phi}{I} [\text{Wb}] \quad (3.41)$$

kde se konstanta úměrnosti  $L$  nazývá vlastní indukčnost obvodu. Z rovnice (3.41) plyne, že vlastní indukčnost  $L$  obvodu je číselně rovna indukčnímu toku, který posílá jednotkový proud plochou vlastního vodiče. Dále v textu je  $L$  označováno stručně jen jako indukčnost.

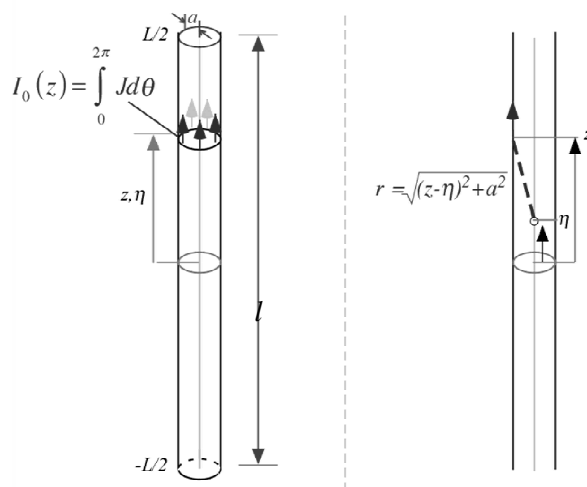
Následující úprava je natolik matematicky složitá a zdlouhavá, že zde uvedeme pouze podmínky vedoucí k dalšímu zjednodušení:

- výpočet geometrie bodu v určité vzdálenosti od přímky
- určení  $dH$  z Biot Savartovi rovnice
- $B = \mu \cdot H$
- nalezení magnetického toku v diferenciální oblasti, která je rovnoběžná s rovinou integrálu indukce  $B$
- stanovení celkového toku  $\Phi$  od okraje vodiče až k nekonečnu integrací na vzdálenosti od vodiče do nekonečna

Velké zjednodušení je dosaženo i tím, že obvod smyčky je menší vzhledem k vlnové délce, která činí 21,2 m. Tím pádem můžeme ignorovat fázi přechodu v různých částech drátu a dále řešit rovnici (3.42).

$$L = \frac{\mu_0}{4\pi} \int \frac{J \cdot e^{-jkr}}{r} dv \approx \frac{\mu_0}{4\pi} \int \frac{J}{r} dv [H] \quad (3.42)$$

Díky skinefektu je většina proudu na povrchu vodiče, takže všechny prvky uvedené na obr. jsou ve stejné vzdálenosti od podélné osy vodiče. Pokud budeme integrovat přes podélnou osu vodiče, nezajímá nás proudová hustota uvnitř smyčky, a integrujeme pouze přes obvod smyčky. Integrálem přes obvod smyčky můžeme vypočítat celkový proud a to v každém místě  $z$  viz obr. 3.5, převzato z [15].



Obr. 3.5 Vektorový potenciál rovného válce [14]

Z obr. 3.5 lze již jednoduše určit rovnici (3.44) vyjadřující indukčnost válce L

$$L(\eta) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int \frac{J}{r} dv = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} \frac{I_0}{\sqrt{a^2 + (z-\eta)^2}} dz = \frac{\mu_0 \cdot I_0}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} \frac{dz}{\sqrt{a^2 + (z-\eta)^2}} [H] \quad (3.43)$$

po úpravě dosaneme:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot I_0}{2\pi} \ln \left( \frac{l/2 + \sqrt{l^2/4 + a^2}}{a} \right) \approx \frac{\mu_0 \cdot l}{2\pi} \ln \left( \frac{l}{a} \right) \approx \mu_0 \cdot R \left[ \ln \left( \frac{1,05R}{a} \right) \right] [H] \quad (3.44)$$

$$L' = L \cdot N^2 [H] \quad (3.45)$$

- kde
- $l$  – je délka hlavní smyčky
  - $2a$  – průměr vodiče hlavní smyčky
  - $R$  – průměr hlavní smyčky
  - $L$  – indukčnost jednozávitové smyčky
  - $L'$  – indukčnost N-závitové smyčky smyčky
  - $N$  – počet závitů hlavní smyčky

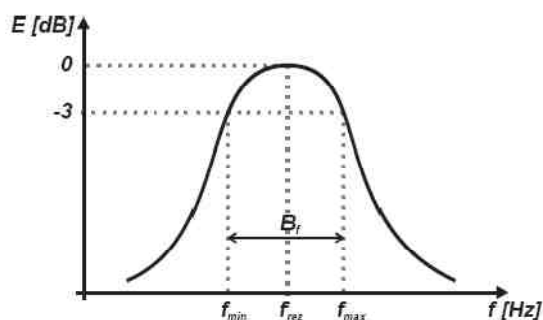
Výsledný vztah pro indukčnost jednozávitové smyčky který jsme dostaly po výše uvedených úpravách [14] je téměř shodný s rovnicí, která byla použita při konstrukčním návrhu MLA v [13]. Rozdíl ve výsledku obou rovnic není větší než 1%. Proto lze konstatovat, že k výpočtu indukčnosti jednozávitové smyčky vede více rovnic. Pro více závitové smyčky pak indukčnost roste s kvadrátem závitů (3.45).

### 3.5 Rezonanční kmitočet, šířka pásma

Anténa je v podstatě otevřený rezonanční obvod, jehož indukčnost a kapacita jsou realizovány pomocí vodiče o délce  $l$ , která je mnohokrát větší než průměr vodiče  $d$ . Rezonance antény je ekvivalentní s rezonančním obvodem RLC. Anténa je v rezonanci tehdy, pokud délka vodiče je shodná jako celistvý násobek vlnové délky  $\lambda$ . Frekvenci rovněž ovlivňuje výška antény nad zemí, tedy velikost kapacity ekvivalentního deskového kondenzátoru. Obecně lze vzájemnou kapacitu a indukčnost v rezonančním obvodu popsat pomocí Thompsnova vztahu:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} [\text{Hz}] \quad (3.5)$$

kde  $f$  je kmitočet v Hz,  $L$  je indukčnost v H a  $C$  je kapacita ve F. U každé antény lze naměřit její rezonanční charakteristiku, která je udána jako velikost intenzity elektromagnetického pole v závislosti na velikosti frekvence. Z naměřené charakteristiky lze poté určit šířku pásma antény  $B_f$ . Ta je dána jako rozdíl frekvencí  $f_{\min}$  a  $f_{\max}$ , které jsou určeny na charakteristice v bodech, kde je pokles intenzity pole o 3dB vzhledem k maximální hodnotě. Situace je znázorněna na obrázku 3.5.



Obr. 3.5 Šířka pásma pro pokles o 3dB

Šířka pásma je ovlivněna konstrukcí antény. Důležitou úlohu zde hrají fyzické rozměry aktivních prvků, jako jsou délka a průměr. Zatímco mezi šířkou pásma a délkou prvku platí nepřímá úměra, tak v případě průměru prvku je tomu naopak. Šířka pásma se může pohybovat od řádu kilohertzů u antén pro oblast krátkých vln do řádů desítek MHz u antén pro oblast velmi krátkých vln.

U měřicích antén pro EMC se s výhodou využívá při konstrukci širokopásmovosti, přičemž poté jsou takové antény schopné změřit rušení v celém požadovaném frekvenčním spektru.

### 3.6 Účinnost MLA

Tento důležitý parametr udává procentuální hodnotu vyzářené energie, podělenou energií ztrátovou a vyzářenou, vztah (3.6).

$$\eta = \frac{N_R}{N_n} \cdot 100[\%] \quad (3.6)$$

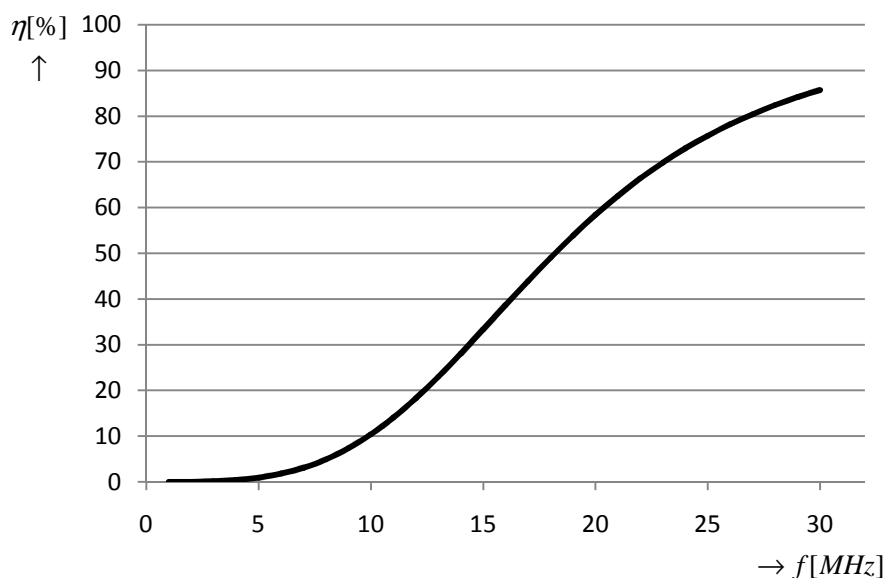
$N_R$  značí energii vyzářenou, která ve formě  $N_R = I_0^2 R_R$  obsahuje hodnotu proudu  $I_0$  ve smyčce a vyzařovacím odporem  $R_R$ . Napájecí energie  $N_n$  (3.7) musí obsahovat vyzářenou energii  $N_R$  a ztrátovou energii  $N_l$ , absorbovanou ve formě tepelných rezistivních ztrát a dielektrických ztrát ztrátovým činným odporem  $R_l$ .

$$N_n = N_R + N_z = I_0^2 R_l = I_0^2 (R_R' + R_l) \cdot 100[\%] \quad (3.7)$$

Účinnost antény dle [7] lze tedy rozepsat do vztahu (3.8).

$$\eta = \frac{N_R}{N_l} = \frac{N_R}{N_R + N_l} = \frac{I_0^2 R_R}{I_0^2 (R_R + R_l)} = \frac{R_R}{R_R + R_l} \cdot 100[\%] \quad (3.8)$$

Jelikož je vyzařovací odpor  $R_R$  závislý na vlnové délce, lze vyjádřit i účinnost MLA na frekvenci, viz obr 3.6.



Obr. 3.6 Závislost účinnosti MLA na frekvenci

Účinnost antény se zvyšuje s rostoucím vyzařovacím odporem  $R_R$  a s klesajícím odporem ztrátovým. Pro přesný výpočet účinnosti je nutné znát přesnou hodnotu vyzařované a ztrátové energie, které lze určit jen přibližně. Proto hodnota vlastní účinnosti antény je jen přibližná, nikoli přesná.

Ztrátový odpor  $R_l$  vyjadřuje veškeré teplotní ztráty, tj. v ohmické podstatě anténního vodiče, v dielektriku izolátoru antény a ostatních anténních prvků. Ten však nejde úplně omezit ani použitím koaxiálního kabelu.

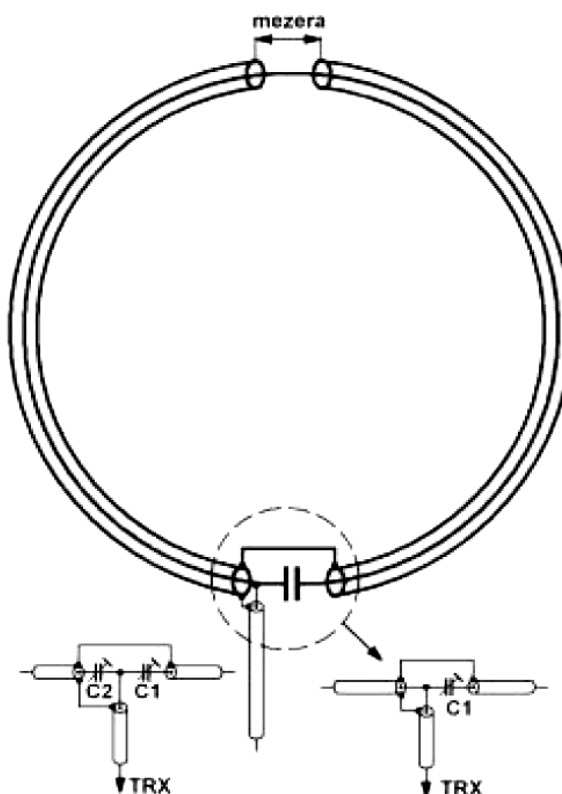
Dielektrické ztráty lze omezit správnou volbou izolačního materiálu použitou při konstrukci antény. Též je důležité zmínit se o problému zvaném skinefekt, který doprovází VF (vysokofrekvenční) vedení. Tvoří část ztrátového odporu, ke kterému dochází vlivem úbytku napětí na vodiči při vyšších frekvencích. Skinefekt je jev, při kterém vznikají proudy na povrchu vodiče, který je přivracen ke zdroji elektromagnetické energie - zdroji pole. V důsledku toho se při vedení vysokofrekvenční energie vodičem soustřeďuje proudová hustota do tenké vrstvy při povrchu vodiče. Například v rezonátoru je proud soustředěn při jeho vnitřních stěnách.

### 3.7 MLA z hlediska příjmu a vysílání

Dosud jsme nemluvili o tom, že se používají dva základní typy provedení hlavní smyčky. Konstrukčně to nepřináší až tak velkou změnu avšak funkčně to má veliký dopad. Jako první a nejvíce rozšířený materiál se pro hlavní laděnou smyčku používá díky malému ohmickému odporu měděná trubka různých průměrů. Vzhledem k faktu že šíření vysokofrekvenčního proudu vodičem sebou přináší děj zvaný skinefekt, nemá význam používat materiál, který je uvnitř plný. Jednak by se zvýšila hmotnost hlavní smyčky a taky cena toho provedení by mohla značně vzrůst. Skinefekt nám zařídí, že VF proud protéká pouze povrchem tohoto vodiče. Nevýhodou této konstrukce je to, že anténa tak nemá potlačenou složku elektrického pole pomocí elektrostatického stínění magnetického pole cívky. To má za následek, že anténa přijímá z okolí i elektrickou část elektromagnetického

pole, tzv. elektrosmog. Můžeme to též vyjádřit jak poměr odstupu signál/šum, vyjádřený v jednotkách dB.

Řešením je druhý typ MLA, který používá ke zhotovení hlavní smyčky koaxiální kabel nebo jakýkoliv vodič s elektrostatickým stíněním. Toto řešení nám elektrickou složku elektromagnetického pole výrazně potlačuje. Nutné je také zmínit, že tento fakt je důležitý hlavně v režimu příjmu, při vysílání to není až tak podstatné. Druhý typ antény je vhodný zejména do podmínek, kde je příjem s vysokým prahem rušení elektrickým smogem. Konstrukčně se anténa také liší tím, že při použití druhého typu hlavní smyčky, je nutné, aby anténa měla ve své polovině závitů rozpojené stínění tak jak je patrné z obr. 3.7. Pokud by tato podmínka nebyla splněna, anténu by se nepodařilo dostat do rezonance. Nevýhodou je i to, že bez použití tzv. stínění hlavní smyčky, lze anténu rozladit pouhým přiblížením ruky, se stíněním je tento efekt značně potlačen [12].



Obr. 3.7 MLA se stíněnou hlavní smyčkou [12]

## 4. Ověření teoretických vztahů měřením

### 4.1 Zisk antény a směrová charakteristika

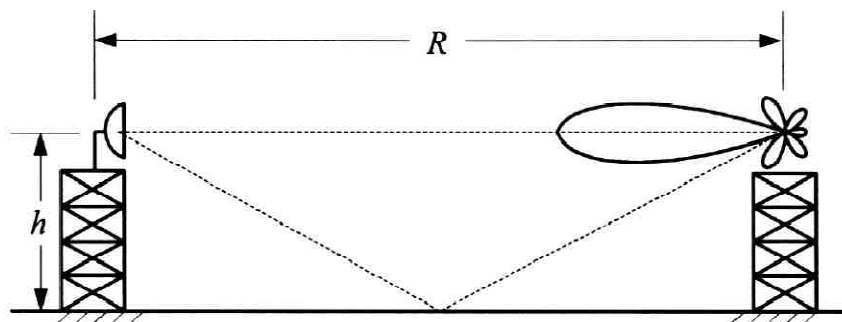
#### 4.1.1 Princip měření

Pro měření zisku je potřeba, aby neznámá měřená anténa byla umístěna v homogenním elektromagnetickém poli. Homogenní elmag. pole znamená, že v daném prostoru se nemění intenzita ani fáze pole. Takové pole lze realizovat pouze v bezodrazové komoře. Požadavek se tedy splní vytvořením rovinné příčně polarizované vlny (transversální, TEM vlna), která se šíří podél spojnice vysílací a měřené antény. TEM vlna je však také jen v teoretické úrovni a ve skutečnosti je nahrazována kulovou vlnou o velmi velkém poloměru  $R$ . Pro dostatečnou přesnost měření je třeba zajistit, aby v daném prostoru měřené antény byla maximální změna fáze dána poměrem  $\lambda/16$  [8]. Pokud chceme takové podmínky dosáhnout, je třeba, aby platilo pro menší měřicí vzdálenosti:

$$R \geq \frac{2(W_1^2 + W_2^2)}{\lambda} [m] \quad (4.1)$$

kde  $W_1$  a  $W_2$  jsou maximální rozměry vysílací a měřené antény. Pro větší měřicí vzdálenosti platí:

$$R \geq \frac{2W^2}{\lambda} [m] \quad (4.2)$$



Obr. 4.1. Umístění antény s odrazem v minimu vyzařovacího diagramu [8]

Parametry měření viz kapitola 4.1.2.

kde  $W$  je maximální rozměr měřené antény. Podle těchto rovnic musíme hledat takové měřicí prostředí, které zajistí potřebné podmínky z hlediska změny fáze a intenzity elmag. pole. Fázová podmínka se dá dodržet pomocí potřebné vzdálenosti  $R$ , i když nás to omezuje v maximální velikosti antény, kterou jsme schopni měřit. Změně intenzity pole zabráňujeme kontrolou odrazu od země směrovostí diagramu vysílací antény ve vertikálním směru a také tím, že očekáváme, že vlny odražené od země budou utlumené absorpcí, nebo budou rozptýleny. Pro ideální případ je třeba volit výšku antény  $h$  tak, aby první minimum vyzařovacího diagramu vysílací antény směřovalo do místa zrcadlového odrazu obr. 4.1. Ve skutečnosti je tento případ často jen těžko splnitelný. Pokud je intenzita pole v místě měřené antény větší než povolené výchylky, lze v místě zrcadlového odrazu příčně ke směru šíření umístit difrakční překážky, nebo zúžit úhel polovičního výkonu vysílací antény. Existují i jiné prostorové uspořádání pro měření antén. Tam kde není možné zajistit vhodné venkovní prostory, využívá se bezodrazové absorpční komory. Existuje zde ale problém se vzdáleností mezi měřenými anténami, který z části řeší kompaktní měřicí komora, ve které se nachází rozměrný speciálně tvarovaný parabolický reflektor ozařovaný z offset ohniska. Vlnění odražené od reflektoru se velmi podobá vlně TEM a ve velmi malé vzdálenosti od reflektoru tak vzniká měřicí oblast s téměř homogenním rozložením pole. Tak se splní nejen podmínky pro velkou vzdálenost umístění měřené antény, ale zároveň bezodrazová komora zamezí vzniku jakýchkoliv rušivých odrazů [8]. Měření směrových charakteristik je co se metod týče shodné jako při měření zisku. Jde vlastně o měření zisku neznámé antény při různých úhlech natočení konzole, na které je anténa umístěna. Při použití substituční metody se otáčí měřená anténa v určitých úhlových skocích, přičemž jsou zaznamenávány hodnoty, ze kterých lze určit zisk pro jednotlivé úhly. Anténa je takto proměřena ve všech úhlech dokud se neotočí o  $360^\circ$ . Měření je samozřejmě pokud je to nutné, prováděno pro více pracovních frekvencí měřené antény. Z naměřených hodnot sestojíme graf – vyzařovací diagram pro danou rovinu. Při použití reciproční metody je potřeba oběma neznámými anténami otáčet o stejný úhlový skok proti sobě. Antény opět otočíme o  $360^\circ$  (druhá ant. o  $-360^\circ$ ) a podle vzorců a postupů již známých z měření zisku dopočteme hodnoty, ze kterých je možno sestojit vyzařovací diagram [8].

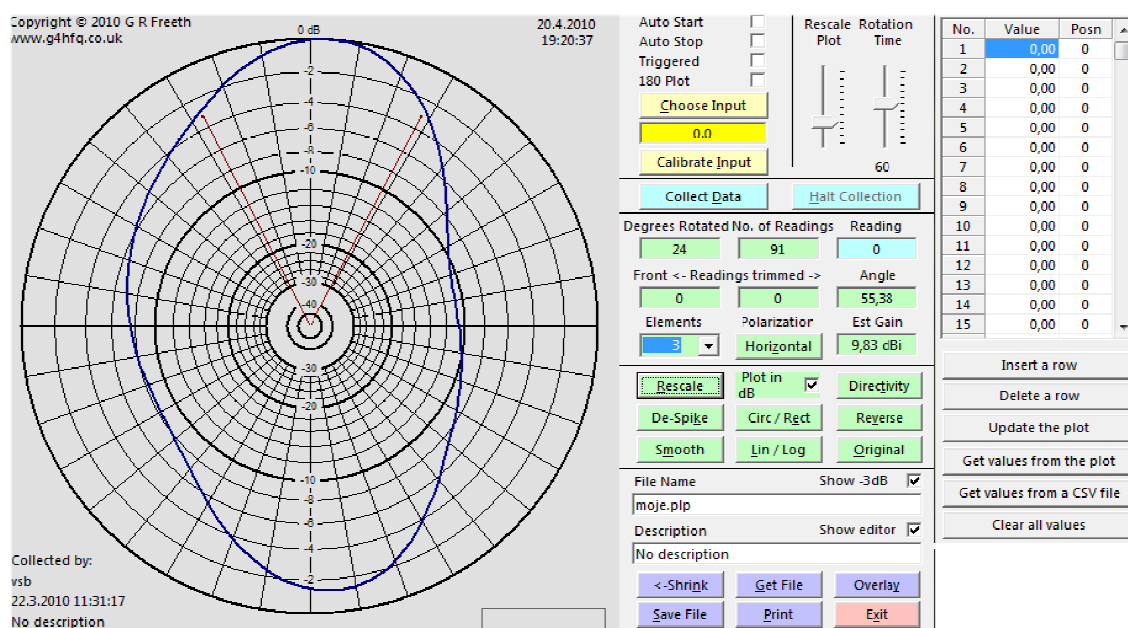
Samotné měření vyzařovacích charakteristik sebou přináší nutnost být vybaven potřebnou technikou, která se může cenově vyšplhat od stovek tisíc až po miliony korun. Avšak kterýkoliv šikovnější radioamatér si jistě vystačí s levnější variantou, která může být pořízena v řádech tisíců korun.



Z nutnosti zpracovávat intenzitu přijímaného signálu se neobejdeme bez zařízení, které nám tyto hodnoty dokáže vykreslit do polárního grafu. Namísto drahých komerčních programů, které umí spolupracovat jen s určitými typy zařízení se jeví jako výhodná volba použití programu PolarPlot. Tento program je možné zdarma stáhnout z internetových stránek autora G.R. (Bob) Freeth, G4HFQ. Na těchto stránkách je k dispozici i obsáhlý popis s podrobným návodem v angličtině. Program je schopen jednoduše bez jakéhokoliv přípravku odměřit směrovou charakteristiku jak přijímací, tak i vysílací antény. Měřícím signálem může být například signál od jiné amatérské stanice nebo signál, vlastního vf generátoru.

Prvním způsobem je přímo zpracovávat nf signál z přijímače např. přes linkový vstup do zvukové karty počítače a vykreslit jej pomocí tohoto software. Další variantou je pořízení externího analyzátoru, který je přímo připojen k měřicí anténě. Data jsou pak přes port USB zpracovávána v reálném čase. PolarPlot snímá hodnotu intenzity přijímaného signálu a vykreslí vyzařovací charakteristiku. Na obr. 4.2 je možno vidět, jak vypadá okno programu PolarPlot. Hlavní výhodou tohoto programu je jak automatické snímání hodnot na vstupu, tak i ruční „sejmutí“ hodnoty (volba Triggred). Tento způsob je vhodný především u měření, kdy nemáme k dispozici rotátor a anténou musíme ručně otáčet. Při automatickém snímání hodnot, je možno plynule nastavovat dobu měření v rozmezí 2-20 min, což je dostačující pro různé typy antén. Pro správné nastavení času je nejdříve nutno změřit dobu jedné otočky rotátoru.

Program PolarPlot nabízí užitečné funkce jako je například ruční editace naměřených hodnot. To se uplatní zejména při vnesení chyby rozjezdem rotátoru nebo odrazy signálu v městské zástavbě, které mají za následek deformaci směrové charakteristiky. Dále pak funkci „De-Spike“, která má filtrovat šумы vzniklé elektrickým rušením, nebo funkce „Smoth“ která aproximuje chybné body zprůměrováním sousedních hodnot [10].



Obr. 4.2 Okno programu PloarPlot

#### 4.1.2 Výsledky měření

Jak již bylo popsáno výše v kapitole 4.1.1, ideálním prostředím pro měření směrových charakteristik je homogenní elektromagnetické pole. Zde by se dosáhlo přesnějších hodnot, které nejsou ovlivněny např. tzv. elektromagnetickým smogem, který do jisté míry deformuje tuto charakteristiku. V našem případě byly naměřené výsledky dotčeny i absencí rotátoru, na kterém je anténa v ideálním případě umístěna. Anténa byla odměřena v celkem běžných podmínkách na střešních prostorách budovy VŠB-TU Ostrava. Realizace by jistě šla provést i na jiném místě, jako je přilehlé louka areálu.

Pro měření byl použit širokopásmový přehledový přijímač WINRADIO WR-G315, obr. 4.3. (specifikace příloha č.3), který byl ovládán přímo v místě měření přes osobní počítač. Tento přijímač je napojen přes anténní napaječ k měřené anténě, a data jsou v reálném čase přenášena přes port USB do počítače. Součástí přijímače je i měřič PSV, kterým je možno tuto hodnotu sledovat a popřípadě impedanční přizpůsobení doladit. Pro měření na straně vysílače byla použita na střešních prostorách anténa YAGI pro pásmo 20m, výška této antény od země je 15m. Na straně přijímací jsme MLA měřili ve výšce 23m nad zemí a ve vzdálenosti 248m od vysílače. Pro měření je zásadní, aby vzdálenost mezi vysílačem

a přijímačem nebyla kratší, než udává tzv. minimální vzdálenost, která se určí  $\lambda/2\pi$ . Pokud uvažujeme při výpočtu vlnovou délku  $\lambda=21,4\text{m}$ , tato vzdálenost je v okruhu cca 3,5m od vysílací antény. Výkon použitý při měření byl nastaven na nejnižší možnou hodnotu generátoru a to 5W. Efektivní vyzářený výkon ERP (Effective Radiated Power) anténou do prostoru je však povýšen o zisk antény v daném směru. Jelikož vysílací anténa měla zisk cca 3 dBi a ztráty v koaxiálním kabelu neuvažujeme, ERP byl roven 9W. Pro obsluhu přehledového rádia je použit software Winradio.



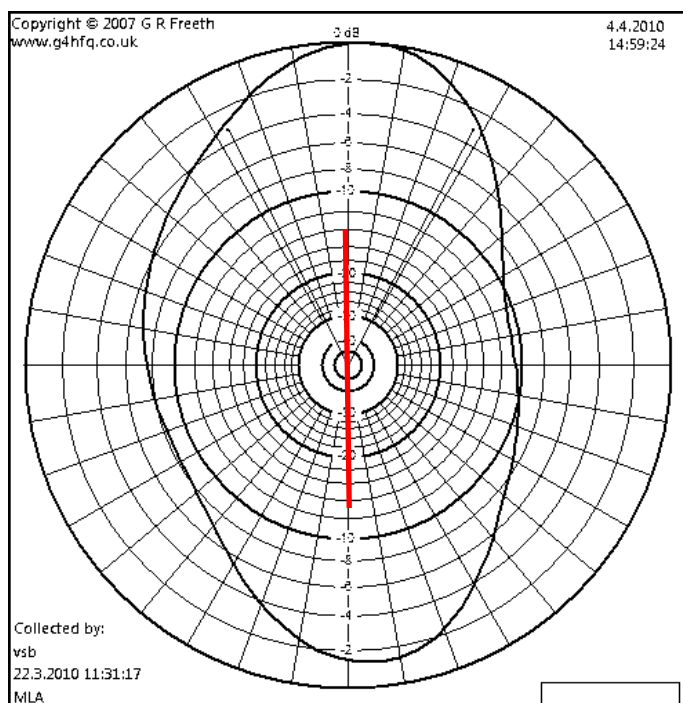
Obr. 4.3 Přehledový DV/SV/KV/VKV přijímač WR-G315



Obr. 4.4 Okno programu Winradio

Jak již bylo uvedeno výše, měřená soustava neobsahovala rotátor, tudíž se muselo využít funkce trigger. Této možnosti je využíváno hlavně tehdy, když nejsme schopni zaručit plynulého posuvu antény a hodnoty chceme „sejmout“ ručně. Ty se ukládají do tabulky, kterou lze jednoduše vykreslit do kruhového diagramu podle typu antény. Možnosti jsou dvě, první je měřit anténu pro plné otočení  $360^\circ$ , nebo v režimu  $180^\circ$ . Druhý typ měření se využívá u typu antén, které mají v předním i zadním směru stejný zisk antény.

Z naměřené charakteristiky (obr. 4.5) lze soudit, že výsledná charakteristika je podobná simulacím, které byly provedeny v programech Mathcad nebo MANNA. Nutno taktéž konstatovat, že je zdeformovaná v ose kolmé na její maxima vyzařování. To lze vysvětlit několika způsoby; výkon 5W který byl nastaven při vysílání je minimum které lze na VF generátoru nastavit, avšak pro přesnější měření by na měřenou vzdálenost musel být výkon ještě nižší. Taktéž pro vykreslení v této ose vyzařování je nutné měřit zisk v menším kroku otáčení, aby se projevilo právě charakteristické vykreslení ve tvaru číslice "8". Naměřené hodnoty jsou v příloze č. 5.

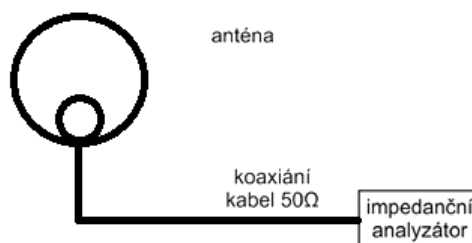


Obr. 4.5 Směrová charakteristika MLA

## 4.2 Měření impedance

### 4.2.1 Princip měření

Jak je popsáno v parametrech antén, znalost vstupní impedance antény je velice důležitá pro správné přizpůsobení antény tak, aby nevznikalo stojaté vlnění a tedy ztráty výkonu na spoji anténa – napáječ. Vstupní impedanci měříme včetně mechanické provozní podpěry antény. Pokud je u antény použit souměrný napáječ a měřicí zařízení není přímo uzpůsobeno pro měření se symetrickými napáječi, je potřeba zařazení symetrizačního členu. Dříve se k měření impedance používaly můstky a reflektometry. Dnes se již na trhu objevují sofistikovanější nástroje pro měření impedance, tzv. analyzátory impedance. Tyto přístroje ve spojení s počítačem dokáží měřenou impedanci zobrazit rovnou na grafickém záznamu, např. Smithově diagramu. Blokové zapojení měření pomocí přehledového přijímače je uvedeno na obr. 4.6.



Obr. 4.6. Blokové zapojení pro měření impedance antény

Prostranství pro měření impedance je nutno zajistit takové, aby byl snížen vliv země a okolních předmětů, které mají schopnost odrážet elektromagnetické vlny. Je doporučeno, aby vzdálenost  $d$  k těmto předmětům byla větší než:

$$d_{\min} = C2 \cdot W [m] \quad (4.3)$$

kde  $W$  představuje průměr hlavní smyčky MLA u měřené antény a  $C2$  je konstanta (tab. 4.1) určující požadovanou přesnost měření [8].

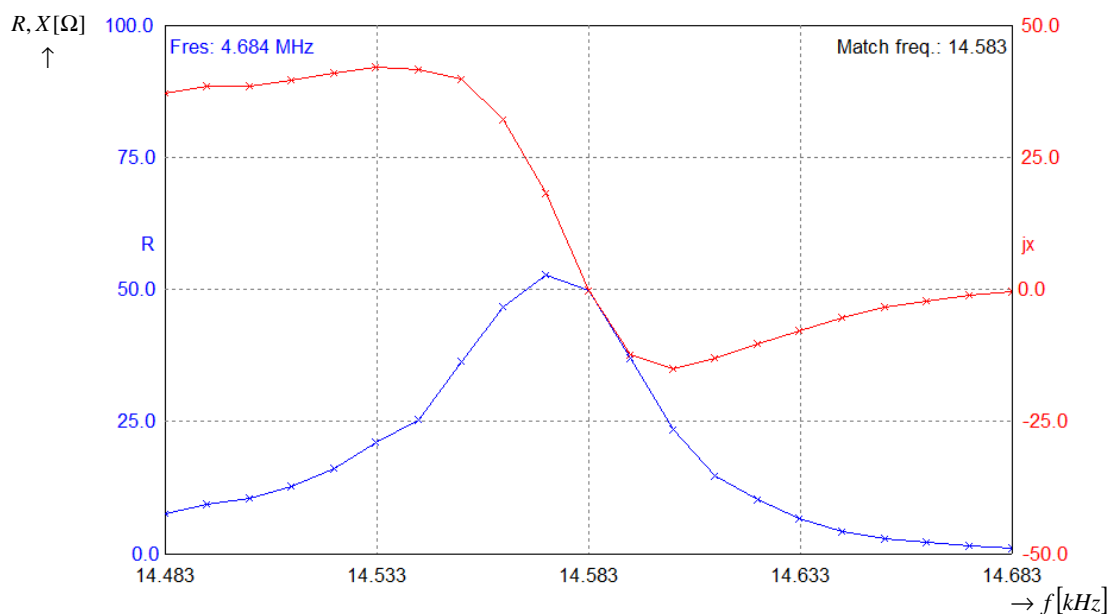
Tab. 4.1: Konstanty pro různé přesnosti měření impedance, převzato [8]

Požadovaná přesnost	C2
10%	0,5
5%	0,8
3%	1,3

Pro antény menších rozměrů stačí zastínit měřicí přístroje v blízkosti absorpčními panely, nebo otestovat pohybem rovinné kovové desky v blízkosti antény, zda-li se mění naměřená impedance a podle výsledků pak nastaví optimální polohu antény. U antén pro nižší kmitočty je třeba dbát na to, aby provozní upevňovací konstrukce antény a její napáječ byly při měření v provozní poloze vůči anténě, jelikož samotná poloha napáječe může mít často vliv na měřenou impedanci [8].

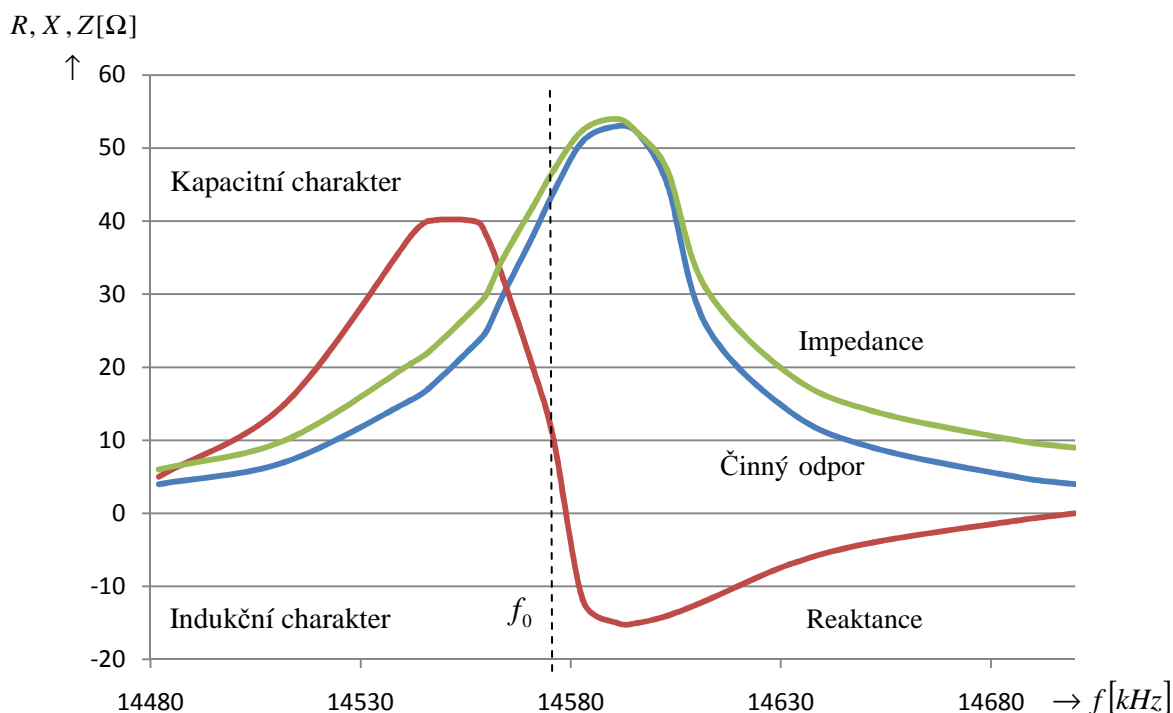
#### 4.2.2 Princip měření

Měření vlastní impedance antény lze provést několika způsoby (viz kapitola 4.2.1), avšak jako nejvhodnější variantou bylo měření pomocí anténního analyzátoru MFJ-269. Tento analyzátor, který se připojuje přímo na anténní napáječ, měří většinu anténních parametrů a zobrazí je na displeji. Při ověřování simulované charakteristiky průběhu impedance pomocí programu Mathcad nás zajímaly jen hodnoty, jako je činný odpor, reaktance, výsledná impedance a hodnota PSV. Anténní analyzátor má ještě mnoho dalších funkcí jako je měření útlumu koaxiálního kabelu v dB, účinnost transformace nebo odečíst indukanci v uH a kapacitanci v pF na vf kmitočtech. Měření bylo prováděno též ve venkovním prostředí, aby se minimalizovalo rozlazlení rezonanční frekvence antény vlivem okolního prostředí. Pro informativní měření lze toto provést např. uvnitř budovy ale charakteristika je značně ovlivněna např. pohybem osob nebo vlivem různých kovových předmětů v těsné blízkosti antény. Proto je vhodnější najít místo, kde bude po celou dobu zaručena homogenita elektromagnetického pole jako u měření směrových charakteristik. Simulace pomocí programu MMANA vidět na obr. 4.7. Simulace je provedena včetně impedančního přizpůsobení, bez něj by anténa rezonovala na jiné frekvenci a graf by nebylo možno vykreslit.



Obr. 4.7 Simulace činného odporu (modře) a reaktance (červeně) pomocí MMANA jednozávitové smyčkové antény s přizpůsobovacím obvodem T-bočnick

Analyzátořem naměřené hodnoty jsou vykresleny pomocí programu Exel. Velkou výhodou tohoto analyzátořu, je možnost odečítat z displeje přímo hodnoty reálné a jalové složky impedance bez dalšího přepočtu, což velice usnadňuje práci. Z obr. 4.8 je patřné, že při resonanci má MLA jakožto paralelní resonanční obvod pouze reálnou složku impedance kterou představuje činný odpor  $R$ . V důsledku rozlazení od pracovního kmtočtu, který v tomto případě byl 14,583 MHz, dochází k poklesu reálné složky a k nárůstu reaktance, čemuž odpovídá buďto kapacitní nebo indukční charakter reaktance. Pokud bychom charakteristiku vykreslovali dál, zjistili bychom, že tento děj se periodicky opakuje s krokem násobku vlnové délky. To je charakteristické pro tento druh antén. Je to způsobeno tím, že pokud je anténa nalazena na určitou frekvenci, dokáže zpracovávat i její  $n$ -násobky. Projevuje se to především tím, že pokud budeme ladit frekvenci analyzátořem přes několik frekvenčních pásem, anténa bude resonovat vždy tam, kde zjišťovaná frekvence je násobkem té pracovní. Nutné je však zmínit, že bez doladění PSV bude mít anténa podstatně nižší účinnost v důsledku špatného impedančního přizpůsobení. Tabulka naměřených hodnot je v příloze č. 4.

Obr. 4.8 Graf průběhu  $R$ ,  $X$ ,  $Z$  na rozlazení MLA

### 4.3 Měření PSV

Jelikož je pro MLA charakteristické že se vyjadřuje velikou selektivitou (nutno často anténu dolad'ovat, jak laditelným kondenzátorem, tak při použití T-bočnicku jeho zkratovačem), má jen malé rozlazení frekvence veliký dopad na přenos vyzářené energie do antény, tj. PSV. Jak již bylo popsáno v kapitole 2.5 "Druhy vazeb na napájecí vedení", lze to vyřešit např. jiným typem vazby na hlavní smyčku, měření však probíhalo na ukázkovém modelu antény, která je na rozlazení velmi citlivá. Při zapojení u vysílače nám PSV metr ukáže menší hodnotu PSV, než ve skutečnosti je. Anténa se nám tak může jevit přizpůsobená, ačkoli ve skutečnosti tomu může být úplně jinak. To je způsobeno tím, že signál se dostane k anténě a po odrazu zase zpět do PSV metru, musí urazit dlouhou cestu kabelem, kde se dost utlumí. Odražená vlna tedy dojde do PSV metru s útlumem, což se bude jevit tak, že se odrazilo málo energie a že anténa je v pořádku. Proto se při dlouhém kabelu delším než cca 25m vyplatí měřit PSV u antény. Nesmíme ale stát přímo u ní, aby nedošlo k ovlivnění naší osobou. Nejlepší je napojit na anténu

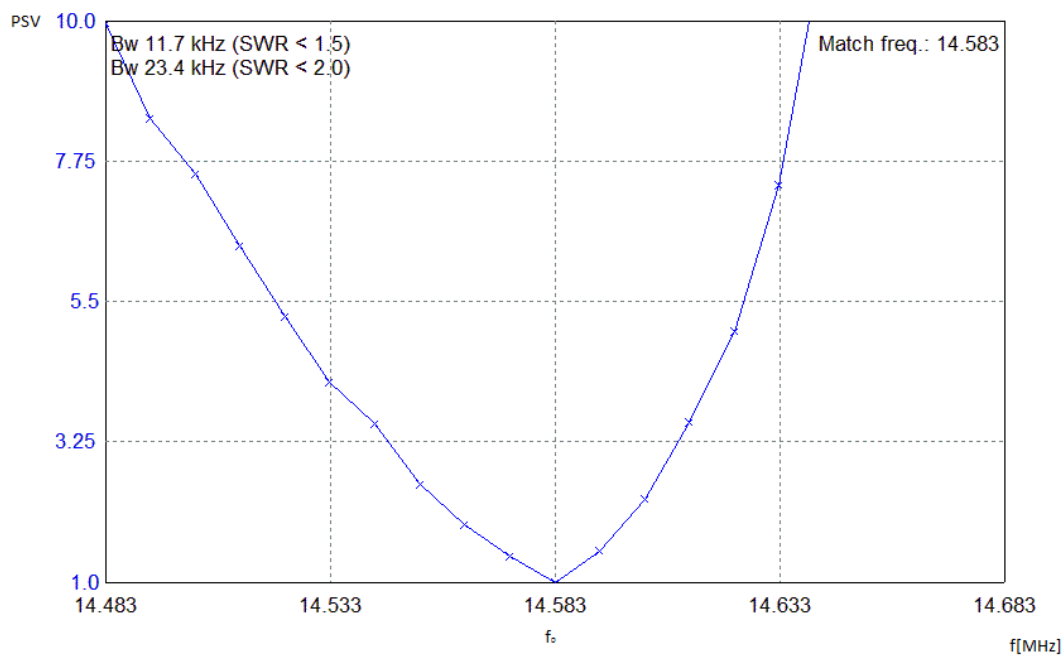


pár metrů kabelu a na něj pak PSV metr. Odraz energie znamená samozřejmě ztrátu výkonu, tab. 4.2 znázorňuje, jaká část výkonu je při daném PSV využita, zbytek jde vniveč a způsobuje jen problémy. Většinou se za ideální stav považuje PSV o hodnotách 1,1 - 1,5. PSV vyšší než 2 může způsobovat již větší problémy.

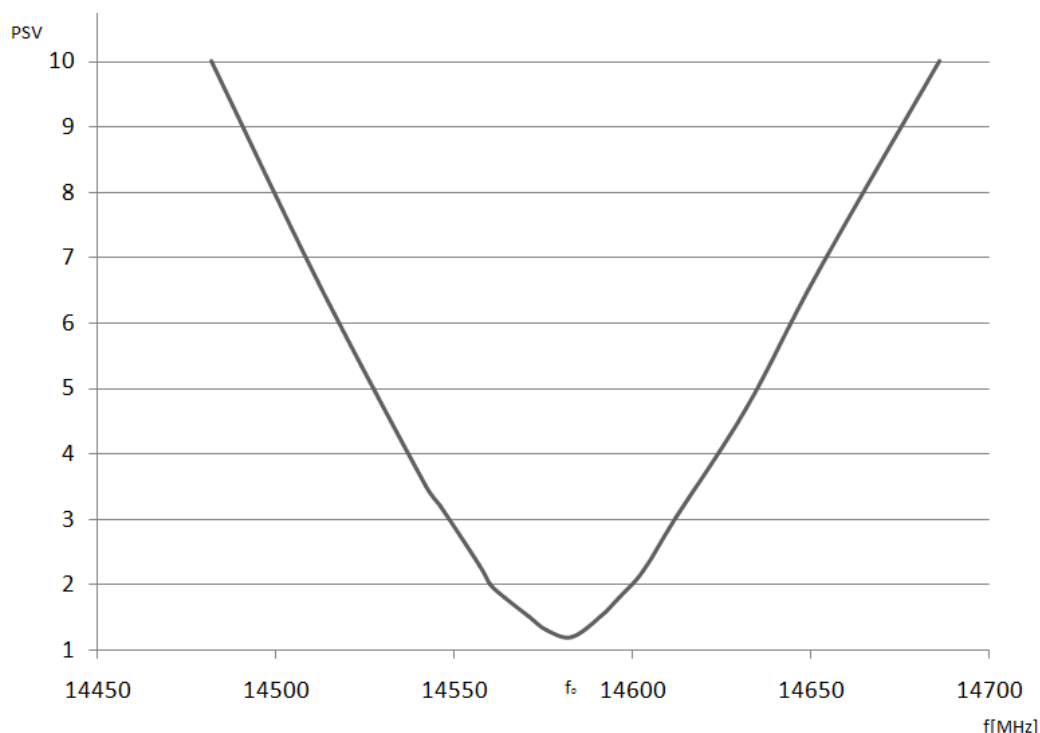
Tab. 4.2 Tabulka PSV

PSV	Využití v %
1,0	100
1,2	99
1,5	95
2	89
3	75
5	55
10	34
20	18

Simulace PSV pomocí programu MMANA při nastavené pracovní frekvenci 14,583MHz MLA je znázorněno na obr. 4.9 Skutečná hodnota PSV byla změřena pomocí anténního analyzátoru MFJ-269, výsledný graf je na obr. 4.10. Tabulka naměřených hodnot je v příloze č.4.



Obr. 4.9 Simulace PSV pomocí programu MMANA



Obr. 4.10 Naměřené hodnoty PSV

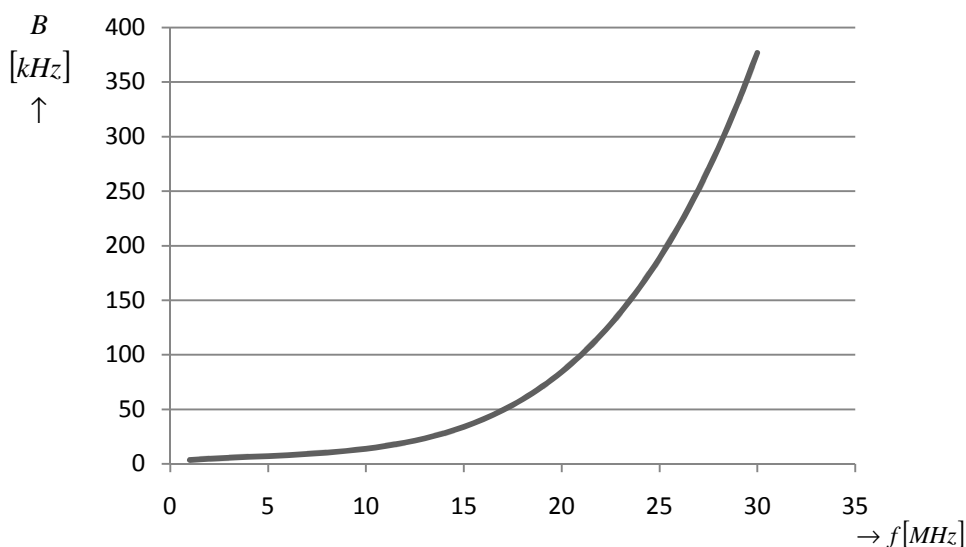
#### 4.4 Šířka pásma antény

Vzhledem k tomu, že většina anténních parametrů je buďto přímo nebo nepřímo úměrná na frekvenci, používá se v přenosové soustavě parametr šířka pásma antény. Je to určité ohraničené spektrum (s určitou šířkou pásma) v kterém je anténa schopna pracovat, aniž by se nějak významně ovlivnily parametry antény, jako je např. energie vyzařená anténou beze ztrát. Pokud bude MLA impedančně přizpůsobená napaječi (zdroji) při rezonanční frekvenci, změnou pracovní frekvence se změní i jeho vstupní impedance a zhorší se přenos energie ze zdroje do antény, což zapříčiní i snížení intenzity pole v místě příjmu a naopak. Šířku pásma ovlivňuje i použitá polarizace antény. Tato šířka pásma je dána závislostí vstupní impedance na frekvenci, která se rychle mění. Protože je anténa připojená ke zdroji (vysílače) napaječem, můžeme změny vstupní impedance určit poměrem stojatých vln, který se dá snadno změřit. Pro určení šířky pásma se bere dohodnutá hladina např. vstupního napětí, která znamená pokles o 3 dB. Šířku pásma je možno určit výpočtem (viz kapitola 3.5) nebo určit z grafu měření PSV (obr. 4.9, 4.10). Pokud si určíme, že je ještě efektivní vysílat anténou při  $PSV=2$ , tak nám

šířka pásma vychází 23,4 kHz. Při  $PSV=1,5$  je šířka pásma poloviční, tj. 11,4 kHz (viz obr. 4.9). Z toho plyne, že anténa je velice úzkopásmová a jen malý rozdíl pracovní frekvence od té, na kterou je anténa naladěna znamená okamžitě změnu PSV. Pokud se změnění pracovní frekvence na které je anténa používána (příjem i vysílání), je nutno změnit i pracovní bod antény pro maximální vyzáření (nebo příjem) energie anténou. Z obr. 4.11 je patrné, že s vyšší pracovní frekvencí se zvyšuje i šířka pásma. Pro výpočet šířky pásma lze použít vztah 4.1, pro jeho určení je nutno znát činitel jakosti, který se vypočte vztahem 4.2, převzato z [7].

$$Q = \frac{X_L}{2 \cdot (R_R + R_T)} [-] \quad (4.1)$$

$$B = \frac{f}{Q} [Hz] \quad (4.2)$$



Obr. 4.11 Závislost šířky pásma na frekvenci

## 5. Závěr

Cílem této práce bylo teoreticky popsat základní anténní parametry MLA jako jsou např. rozměry a obvod magnetické antény, nastavení pracovního bodu, vysílací výkon a s ním spojené požadavky na konstrukční prvky (ladící kondenzátor, materiál a konstrukční provedení). Dále zde byly vysvětleny rozdíly při použití hlavní laděné smyčky se stíněním magnetické složky elektromagnetického pole a bez něj. To je realizováno např. koaxiálním kabelem, kde jeho opletení slouží právě jako magnetické stínění. Z jednoduchosti a ověření na funkčním modelu, lze konstatovat, že pokud by byla hlavní smyčka vyrobena bez tohoto stínění, lze ji bez problémů provozovat jakožto náhrada za rozměrný dipól, kde není velká míra rušení vlivem elektrosmogu. V opačném případě kdy si situace žádá 100% potlačení elektrické složky elektromagnetického pole, je lepší volbou vyrobit hlavní smyčku právě s magnetickým stíněním.

Jsou zde popsány jednotlivé impedanční vazby na napájení antény a sní i problémy které sebou přináší jednotlivá řešení. Jako nejvýhodnější řešení buzení hlavní smyčky dle [12] se ukázalo použití toroidního transformátoru. Jsou zde popsány zkušenosti MLA s použitím tohoto druhu impedančního přizpůsobení. Toto řešení odstraňuje přechodový odpor např. u napájení hlavní smyčky T- bočnickem, kde je nutno zkratovačem přizpůsobit vlastní impedanci antény a napaječe. Výhodou je i to, že díky možnosti umístit tento toroidní transformátor kdekoli na hlavní laděné smyčce, lze jej spolu (nejlépe v blízkosti) s ladícím kondenzátorem ponechat ve společném ochranném krytu. Navíc toto použití lze provést u obou provedení stínění hlavní smyčky, což u bočnicku není konstrukčně možné.

Dalším úkolem práce bylo odvodit hlavní anténní parametry, jakou jsou intenzita elektromagnetického pole (s které vychází vyzařovací charakteristiky antény), vyzařovací a ztrátový odpor antény, indukčnost antény a další. Zde se ukázalo, že k návrhu tohoto typu antény lze použít více matematických rovnic, avšak rozdíl ve výsledných hodnotách není až tak významný. Z toho lze vyvodit, že např. k výpočtu indukčnosti hlavní laděné smyčky díky použití různých matematických úprav vede vícero rovnic. Matematické vztahy byly ověřeny měřeními na ukázkovém modelu antény a potvrzena tak jejich platnost.

Pro simulaci vyzařovací charakteristiky MLA bylo použito programu MMANA, kde lze celkem věrohodně nastavit počáteční podmínky jako je výška nad zemí, rozměry a materiál antény. Z grafických simulací a též měřeními, musím poznamenat, že na kvalitu příjmu nemá

vliv pouze natáčení antény při vertikálním umístění pouze kolem své osy. Vzhledem k aktuálnímu stavu ionosféry a vzdálenosti přijímaného vysílače je nutno anténu nasměrovat i v rovině vertikální.

Pro vykreslení průběhu reálné a imaginární části impedance bylo použito programu MMANA, kde je patrné, jak anténa mění svůj impedanční charakter v závislosti na rozložení antény. Pro skutečnou hodnotu složek impedance bylo použito anténního analyzátoru MFJ-269 který je přímo zobrazuje na displeji. Naměřené hodnoty činné a jalové složky impedance odpovídají simulacím z programu Mathcad i MMANA.

Vyzařovací charakteristika byla zjištěna širokopásmovým softwarově definovaným přijímačem Winradio a vykreslena do polárního grafu programem Polar Plot. Výhodou tohoto programu je jednoduchost a možnost eliminace chyby vlivem rozběhu nebo absence rotátoru. Je to adekvátní náhrada za jinak drahé a ne vždy optimální řešení komerčních programů. Zisk při vertikální polarizaci této MLA činí -6,74 dBi, což je hodnota vztažena vůči izotropnímu zářiči.

Tento typ antény jakožto jednozávitová varianta s buzením pomocí T-bočnicku je výhodná z mnoha důvodů. Pokud bychom měli realizovat pro vlnovou délku 21,5m např. dipól nebo jiný typ antény, byli bychom značně omezeni jejími rozměry. MLA je dobrou alternativou mezi velikostí (obvod je roven  $0,1-0,2 \lambda$ ) a účinností antény. Ta se zvyšuje s rostoucím obvodem hlavní smyčky nebo použitím na vyšších frekvencích. Jestliže má anténa na kmitočtu 14MHz účinnost cca 25%, při frekvenci 30 MHz je už 85%. Prioritou při výrobě antény, je dodržení co nejmenšího odporu hlavní smyčky a vyhnout se třecím kontaktům u ladícího kondenzátoru. Alternativou může být namísto ladícího kondenzátoru použití pevné kapacity v sérii s proměnnou indukčností. Změnou vzdálenosti závitů se změní indukčnosti této cívky a tím i pracovní bod antény. Svoje uplatnění najde hlavně tam, kde je žádána mobilita nebo se nacházíme v prostředí kde je velké elektromagnetické rušení.

## Literatura:

- [1] POKORNÝ, V. *Magnetická anténa pro příjem i vysílání*. Radiožurnál 2/2000.
- [2] SMIRENINA, B. A. *Radiotechnická příručka*. Rudolf Major; Jiří Appl. 1. vyd. Praha : Státní nakladatelství technické literatury, 1955. 1226 s. ISBN 621.396.
- [3] IKRÉNYI, I. *Amatérske Krátkovlnové Antény*. 2. aktualiz. vyd. Bratislava: ALFA, 1972. 459 s. ISBN 624.396.67
- [4] *Dodavatel elektrostatické a příslušenství* [online]. 2003 [cit. 2008-05-07]. Dostupný z WWW: <elix.cz>.
- [5] *Small transmitting loop antennas* [online]. 1998-2008 [cit. 2008-05-07]. Dostupný z WWW: <dxzone.com>.
- [6] MIROSLAV, Procházka. Laděná smyčková anténa pro VKV. *Sdělovací technika*. 1973, č. 7, s. 246-247.
- [7] DVORSKÝ, Marek. Magnetická anténa. *Elektrorevue* [online]. 2008, č. 10 [cit. 2008-04-15]. Dostupný z WWW: <<http://www.elektrorevue.cz>>.
- [8] PROCHÁZKA, Miroslav. *Antény : Encyklopedická příručka*. 3. rozš. vyd. Praha : BEN - technická literatura, 2005. 384 s. + CD. ISBN 80-7300-166-7.
- [9] CAHA, Vladimír, PROCHÁZKA, Miroslav. [i]Anteny. [i]1. vyd. Praha : Státní nakladatelství technické literatury, 1956. 462 s. ISBN 621.396.67.
- [10] Vyzařovací charakteristika svépomoci. *Radioamater* [online]. 2009, 5/09, [cit. 2010-04-07]. Dostupný z WWW: <<http://www.radioamater.cz/cisla/pdf/2009-6-1.pdf>>.
- [11] *Fyzika na GBN* [online]. 2010 [cit. 2010-04-07]. Elektromagnetické kmitání a vlnění. Dostupné z WWW: <[http://fyzika.gbn.cz/vyuk\\_materialy/elmag\\_vlneni/index.htm](http://fyzika.gbn.cz/vyuk_materialy/elmag_vlneni/index.htm)>

- [12] O. Burger, OK2ER: Magnetické antény – MLA. RA 3/2009, 17; MLA160 – magnetická anténa pro Top Band. RA 4/2009, 16
- [13] J. Lukáč: Bakalářská práce – VŠB TU 2008 Ostrava: Magnetická smyčková anténa
- [14] *Enigmatic* [online]. 2007 [cit. 2010-04-11]. Long wavelengths, short structures.  
Dostupné z WWW: <[http://www.enigmaticconsulting.com/Communications\\_articles/EnMnofields/No\\_time.html](http://www.enigmaticconsulting.com/Communications_articles/EnMnofields/No_time.html)>.
- [15] MATUSZCZYK, Jacek. *Anteny prakticky*. 3. vyd. Praha : BEN - technická literatura, 2005. 240 s. ISBN 80-7300-178-0.
- [16] *Aldebaran* [online]. 2006 [cit. 2010-04-20]. ELEKTRINA A MAGNETIZMUS. Dostupné z WWW: <[http://www.aldebaran.cz/elmg/kurz\\_06\\_prou.pdf](http://www.aldebaran.cz/elmg/kurz_06_prou.pdf)>.
- [17] MLA potřetí. *Radioamatér* [online]. 2009, 5, [cit. 2010-04-21]. Dostupný z WWW: <<http://www.radiozurnal.sk/radioamater/download/cisla/2009-5.pdf>>.
- [18] *Para Dynamics SWR Meter Instructions* [online]. 2010 [cit. 2010-04-29]. Offroaders. Dostupné z WWW: <<http://www.offroaders.com/tech/para-dynamics.htm>>.

## Seznam příloh:

1. Ukázkový model MLA s impedančním přizpůsobením typu T-bočník
2. Transceiver Yaesu FT-2000
3. Přehledový přijímač WiNRADiO G315e
4. Tabulka neměřených hodnot reálné a imaginární části impedance a PSV
5. Naměřené hodnoty v programu Polar Plot
6. CD s přílohou výpočtů MMANA, Mathcad